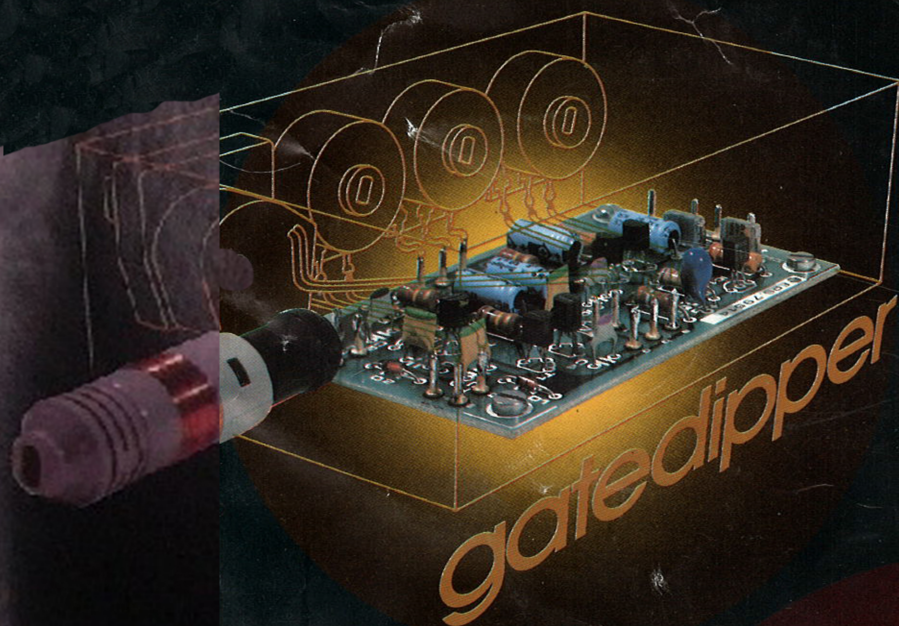
elektuur

nr. 191
september 1979

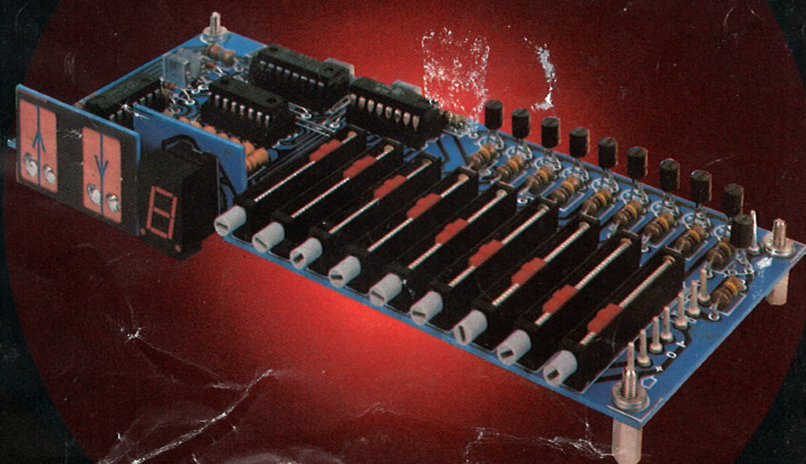
f 3,50
Bfrs. 59

maandblad voor elektronica



gate-dipper
resonantiefrekwenties in een wip bepaald

tiptoets-afstemming

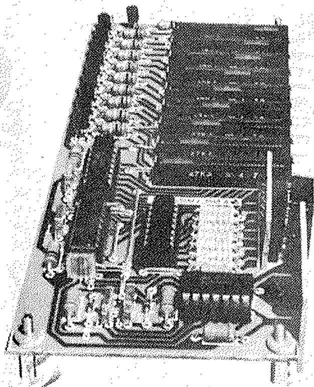




digifarad
digitale kapaciteitsmeter

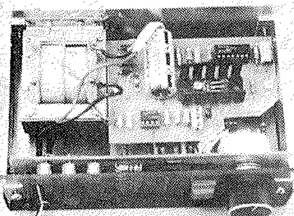
Australia $ 1.50 Austria
recommended Belgium

elektuur 191 inhoud



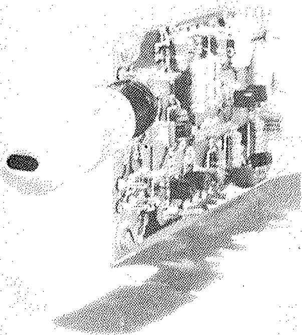
pag. 9-32

Het instellen van voorkeurstations is een luxe die bij zelfbouwtuners meestal niet voorhanden is. Als zo'n tuner met een varicap-afstemming is uitgerust, kost het echter weinig moeite achteraf de mogelijkheid hiertoe in te bouwen. De Elektuur **tiptoetsafstemming** kan daarbij goed van pas komen.



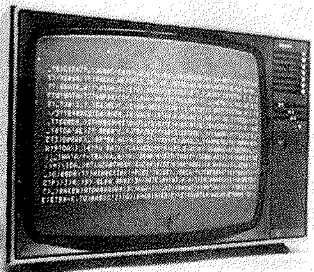
pag. 9-38

De **digifarad** is een digitaal meetinstrument voor het bepalen van de waarde van kondensatoren. Een zeer bruikbaar instrument voor iedere hobbyist.



pag. 9-50

Een moderne variant van de van oudsher bekende grid-dipper is de **gate-dipper**. Hiermee kunnen moeiteloos de resonantiefrekwenties van LC-kringen worden bepaald.



pag. 9-54

Een **pagina-uitbreiding** voor de **elekterminal** was hard nodig. Het gebruik van BASIC vereist nu eenmaal flink wat geheugenruimte. Met de nu geboden vier pagina's kan men echter voorlopig vooruit.

selektuur

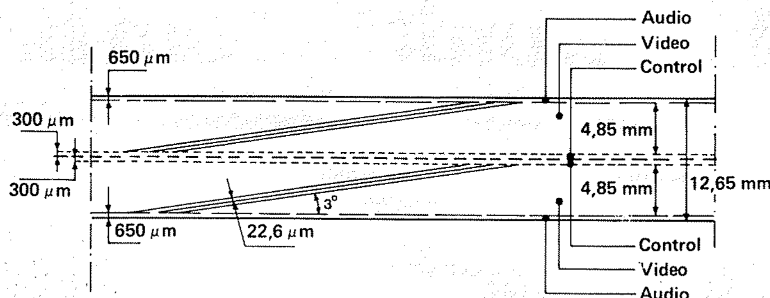
Philips levert nieuwe video-standaard

8 uur televisie met één kassette

Het nieuwste succes van Philips en Grundig op video-gebied (het systeem **Video 2000**) is in de kranten al breed uitgemeten. Met één kassette welke 360 meter band met een breedte van een half inch bevat, kan acht uur aan TV-programma's in kleur worden opgenomen. De kassette kost zo'n 80 gulden, zodat per uur ongeveer een tientje gespendeerd wordt. Bij de eerste kleuren-videorecorder was dat 100 gulden per uur. De kwaliteit van de opnamen heeft onder deze prijsverlaging niets te lijden. Er is dus geen sprake van een aardige stap maar van een flinke sprong vooruit, zeker wanneer men bedenkt dat er nog rekening is gehouden met mogelijke systeemverbeteringen op lange termijn. De bedoeling van Philips en Grundig is natuurlijk dat de nieuwe tweezijdig bespeelbare videokassette internationaal zal worden geaksepteerd als standaard en dat de kassette een even suksesvol en lang leven beschoren zal zijn als de audio-kompakt-kassette. De Philips-recorder die voor het nieuwe systeem is ontworpen, de VR 2020, is zondermeer een technisch hoogstandje te noemen.

Het eerste dat opvalt aan het systeem Video 2000 in vergelijking tot oudere Philipssystemen, VHS van JVC en het alom bejubelde Betamaxsysteem van Sony, is de sterk gereduceerde breedte van het videospoor. Was tot nu toe een breedte om en nabij een half inch normaal, voor de tachtiger jaren hebben Philips en Grundig genoeg aan minder dan de helft. In plaats van een kassette met een smallere band in de handel te brengen is echter gekozen voor het handhaven van de half inch band en voor het volgen van het van de audio-kompakt-kassette bekende systeem van omkeerbaarheid. De nieuwe video-kassette kan aan twee kanten bespeeld worden. De strijd om de kassette met de langste speelduur, waar Philips zich overigens nooit in gemengd heeft, is daardoor in één keer beslist in het voordeel van het Video 2000 systeem. De kassette is *niet* bruikbaar in oudere videorecorders als de N1700. Die recorder wordt dan ook vanaf najaar 1980 niet meer gemaakt. De kassettes voor dit type recorder zullen echter nog geruime tijd geleverd kunnen worden.
De nieuwe video-recorder, de VR 2020, is voor de nieuwe kassette ontworpen. De prijs zal zo'n 2700 gulden gaan bedragen, dertig procent meer dan de N1700. In de recorder zijn voor de niet-professionele markt nieuwe technieken toegepast, die zeker enige toelichting verdienen.

1



selektuur

De bandindeling

Voor een goed begrip van de recorder kan het beste eerste de indeling van het magneetbandje worden bekeken. In figuur 1 is er een soort plattegrond van getekend; te zien is welk gedeelte van de band voor bepaalde informatie is gereserveerd. De band is in de lengterichting in twee gelijke stukken verdeeld. De buitenste 650 µm zijn gereserveerd voor een mono audiospoor, eventueel later op te delen in twee sporen van 250 µm voor stereo. Tegen de as van de band ligt een nu nog ongebruikt spoor van 300 µm. Deze ruimte kan bij een volgende generatie videorecorders worden gebruikt voor kontrole-signalen. Tussen het kontrole-spoor en het audiospoor ligt een video-ruimte van 4,85 mm. Dit alles dus twee keer en ten opzichte van elkaar gespiegeld. Nu wordt de video-informatie niet in de lengterichting van de band geschreven maar onder een hoek van ongeveer 3 graden. In de tekening is deze hoek sterk overdreven getekend. De video-informatie wordt schuin over de band geschreven en ieder spoortje is slechts 22,6 µm dik.

selektuur

De beeldregistratie

De videosignalen die op de band moeten worden geschreven zijn vrij hoogfrekwent (tot cirka 4,8MHz). Hoeveel plaats een periode van een 4,8MHz-signaal op de band inneemt, hangt natuurlijk af van de snelheid waarmee de band langs de opname-kop wordt gestuurd. Hoe hoger de bandsnelheid hoe meer plaats één periode in beslag neemt. Als de band erg langzaam langs de kop loopt kunnen er erg veel perioden op een klein stukje band worden geschreven, maar doordat het magnetisch materiaal van de band bepaalde afmetingen heeft zijn er dan minder deeltjes gemagnetiseerd per golf en is dus bij afspelen een slechte beeldkwaliteit het gevolg. Om een uitstekende beeldkwaliteit te verkrijgen moet de bandsnelheid dus hoog zijn wat weer ten koste gaat van de speelduur van een bepaalde lengte band. Men is er dan ook bij videorecorders toe overgegaan niet de band snel langs de koppen te sturen maar de koppen snel langs de band. Door de kop niet in de lengte richting maar onder een hoek over de band te laten lopen en de breedte van ieder spoor klein te houden, kunnen dan met hoge snelheid signalen op de band worden geschreven terwijl de band in de lengterichting slechts langzaam verplaatst wordt.
Je zou het eigenlijk kunnen vergelijken met het voltypen van een vel papier. Je kunt best veel aanslagen maken, maar bij een kleine regelafstand duurt het dan toch een heel poosje voor het vel vol is. De meeste letters kunnen op het vel getikt worden als de regels zonder tussenruimte onderelkaar worden geschreven. En zo is het ook bij de video-recorder. Door de schuin over de band geschreven spoortjes stijf tegen elkaar te zetten krijgt men de grootste informatiedichtheid.
In figuur 2 is te zien hoe een en ander in de praktijk is gerealiseerd. Er wordt niet gebruik gemaakt van één videokop maar van twee videokoppen. De beide koppen zijn tegenover elkaar aangebracht in een trommel. De trommel staat schuin ten opzichte van de band, welke met een snelheid van 2,44 cm/s van links naar rechts getransporteerd wordt. De trommel bestaat uit twee

selektuur

helften: de onderste helft zorgt voor het bandtransport en de bovenste helft bevat de koppen. De trommel heeft een doorsnede van 65 mm en de bovenste helft maakt 25 omwentelingen per sekonde. De snelheid van de koppen K1 en K2 die aan de buitenrand van de trommel zijn gemonteerd is 5,08 m/s. De band wordt zodanig in de machine geplaatst dat de trommel over de halve omtrek met band bedekt is. Om desondanks de videosporen tegenelkaar aan te kunnen schrijven zijn dus twee koppen nodig. Er tekent zich al af hoe de signalen op de band komen.

Ten opzichte van de sneldraaiende trommelhelft staat de band vrijwel stil. Met één kop kan dus een stuk band worden beschreven met een lengte gelijk aan de halve trommelomtrek.

We zeiden zojuist dat de band ten opzichte van de kop vrijwel stil stond. In werkelijkheid verplaatst de band zich gedurende het schrijven van de informatie over een afstand van 488 μm. Gedurende de tijd dat de kop de andere helft van de trommelomtrek bereist zal de band zich weer 488 μm verplaatsen. Op het moment dat kop 1 het kontakt met de band verliest komt echter kop 2 in aktie. Er komen zo van onder naar boven en van rechts naar links video-signalen op de band zoals in figuur 2 is getekend.

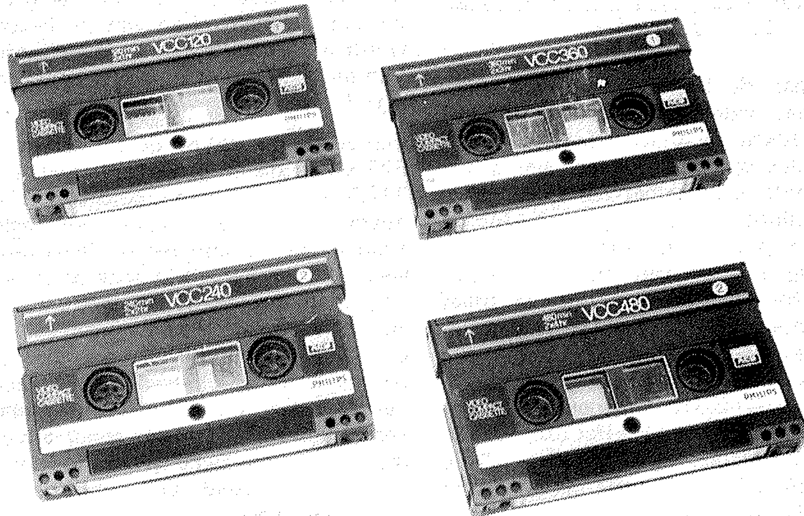
De kop voor het geluid is niet op de trommel aangebracht, maar staat stil ten opzichte van de band. Het geluidssignaal wordt op de gewone manier op de daarvoor bestemde ruimte van de band geschreven. Ook de wiskoppen staan stil.

Vertikaal beweegbare videokoppen

Het is duidelijk dat bij zulke dunne videosporen de koppen exakt op de juiste hoogte moeten worden ingesteld. Daar is dan ook een heel bijzonder regelsysteem (Dynamic Track Following of: DTF) voor in de recorder ondergebracht. De videokoppen zijn ieder op een eigen stukje piëzo-keramisch materiaal geplaatst. Dit materiaal is bekend van elektronische aanstekers. Door het kristal in te drukken ontstaat aan de uiteinden ervan een spanningsverschil waardoor een vlamboog kan ontstaan. Andersom werkt het materiaal echter ook. Door een spanning aan te leggen kunnen de afmetingen van het materiaal worden veranderd. Op die manier is het zogenaamde PXE-materiaal in de videorecorder gebruikt. Door de aangelegde spanning te variëren kan de hoogte van de koppen worden ingesteld.

Dynamisch spoorvolg systeem

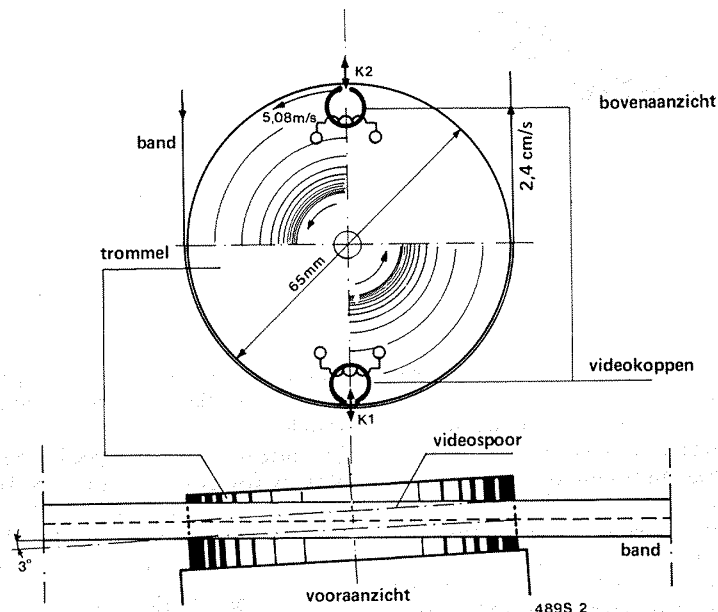
De regelspanning voor de videokoppen



wordt als volgt verkregen. In figuur 3 zijn wederom onder een sterk overdreven hoek vier videosporen getekend. Het spoor waar f2 bij staat wordt het eerst geschreven, vervolgens f4 enz. En nu wordt het ingewikkeld. De sporen f2 en f3 worden met videokop 2 geschreven en f1 en f2 met videokop 1. Tegelijk met het videosignaal schrijven de koppen een hulpsignaal, zeg maar piloottoon. Iedere kop kan twee piloottonen schrijven. Die piloottonen zijn van een frekwentie die lager ligt dan de chrominantie-draaggolf. Het spoor f2 wordt geschreven met K2 (videokop 2) en bevat een piloottoon van 117kHz. Het spoor f4 wordt door K1 geschreven en bevat een piloottoon van 164kHz. Vervolgens zal K2 het spoor f3 schrijven maar nu met een piloottoon van 149kHz. Tenslotte komt K1

selektuur

2



weer aan de beurt en wordt tegelijk met het videosignaal een piloottoon van 102kHz genoteerd. Daarna begint de cyclus opnieuw. Tijdens het afspelen wordt tegelijk met het videosignaal deze piloottoon weer gelezen. Als de kop K1 goed staat komt er weer een prachtig toontje van 164kHz tevoorschijn bij het lezen van spoor f4. Staat K1 echter te hoog dan ontstaan interferenties tussen deze 164kHz frekwentie en de piloottoon van het bovenliggende spoor van 149kHz. Er onstaat een verschilfrekwentie van 15kHz. Staat K1 te laag dan ontstaat een verschilfrekwentie van 164 - 117 = 47kHz. Staat K2 te hoog dan ontstaat een verschilfrekwentie van 149 - 102 = 47kHz en staat hij te laag dan is dat 15kHz. Nu wordt de amplitude van de verschilsignalen gemeten en aan de hand daarvan de kophoogte geregeld.

Azimuth

De koppen zijn zodanig opgesteld in de sneldraaiende trommelhelft dat ze met elkaar een hoek van 30° maken. Ten opzichte van de lengte-as van de band staat de kopspleet van K1 onder een hoek van 72° en de kopspleet van K2 onder een hoek van 102°. In figuur 4 is getracht dit te illustreren. Dit schuin ten opzichte van elkaar plaatsen van de koppen heeft ook al voordelen. De bandbreedte (in dit geval betekent dat het frekwentiegebied) die de kop bij het weergeven (lezen van de signalen) kan verwerken is dan buiten het voor hem bestemde spoor erg veel kleiner dan binnen dat spoor. Als bijvoorbeeld K1 op het spoor van K2 komt, dan zal K1 van dat spoor slechts signalen tot enkele honderden kHz kunnen lezen. De *piloottonen* van dat spoor worden dus waargenomen maar de *videosignalen* niet!

Kopsturing bij opname

Ook bij het opnemen is het nodig de hoogte van de koppen in te stellen om de sporen stijf tegenelkaar te kunnen schrijven. Daartoe is het volgende systeem bedacht. Een van de koppen wordt in de gemiddelde stand gefixeerd. Van de andere kop wordt de hoogte geregeld.

Een volledig beeld op de TV bestaat uit 625 lijnen die in twee keer (twee keer 312,5 lijnen) worden geschreven. We noemen die 312,5 lijnen een raster. Voor en na het schrijven van ieder raster verstrijkt een korte tijd voor de zg. vertical blanking. In deze tijd hoeft geen videosignaal op de band gezet te worden. Een volledig beeld wordt 25 keer per sekonde geschreven . . . precies het toerental van de koppentrommel! Iedere kop schrijft op één spoor dus een raster en er zijn twee sporen nodig voor een volledig beeld. Op ieder spoor is wat plaats voor een regelsignaal gedurende de vertical blanking. Bij de VR2020 wordt in deze tijd een signaal van 223kHz op het spoor geschreven gedurende 96 µs. Direkt daarna wordt de kop op lezen overgeschakeld ook weer gedurende 96 µs. In figuur 5 is een en ander verduidelijkt. Bedacht moet worden dat de sporen van beneden naar boven op de band worden geschreven. Te zien is dat wanneer K1 op lezen is geschakeld, daarmee kan worden vastgesteld of de door K2 geschreven toon op de juiste plaats zit. Zit K1 of K2 niet op de juiste hoogte dan wordt tijdens het lezen door een kop het 223kHz-signaal waargenomen. De niet in gefixeerde positie staande kop kan dan worden bijgesteld.

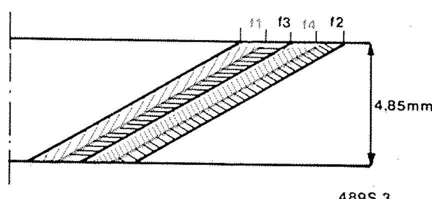
De testtoon wordt geschreven nadat 960 µs (oftewel 15 lijnen) video-informatie is genoteerd. De exakte plaatsing van de videosignalen is nu als volgt: Wanneer wordt begonnen met opnemen, wordt 960 µs gewacht, gedurende 96 µs de testtoon geschreven, de betreffende kop 96 µs op lezen geschakeld en vervolgens 294,5 lijn geschreven waarmee dan een spoor vol is. De andere kop neemt over op een nieuw spoor en noteert de laatste 15 lijnen van het raster (960 µs), schrijft het testtoontje, leest even en begint dan met het tweede raster.
Het is met dit alles wel duidelijk dat er nogal wat eisen worden gesteld aan de in de VR2020 toegepaste schakeltechniek. Daarvoor is dan ook de hulp ingeroepen van de microprocessor, waarmee dit alles probleemloos voor elkaar gekregen wordt.

Enkele andere eigenschappen

Om mechanische invloeden tot een minimum te beperken wordt de trommel verwarmd. De diameter is hierdoor zeer konstant en het "plakken" van de band aan de trommel evenals de koppenslijtage wordt er onder andere mee beperkt.

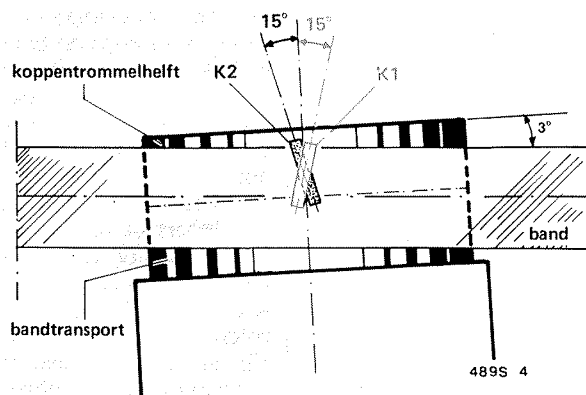
Als de koppen tijdens afspelen allebei evenveel te hoog of te laag staan worden niet de koppen bijgesteld maar de band iets verschoven. Ook dit heeft weer een interessante naam gekregen: automatische tracking. De regelspanning van de Dynamic Track Following "discriminator" wordt dan toegevoerd aan de bandservo. Het toerental van de band-aandrijving wordt zeer konstant gehouden met behulp van een regeling waarbij gebruik is gemaakt van een tachogenerator. Bij opname wordt de tachofrekwentie vergeleken met een van een kwartsoscillator afkomstige referentie-frekwentie. Bij weergave wordt de DTF-spanning gebruikt voor het kontinu bepalen van de bandpositie.
De trommelhelft die de koppen bevat wordt aangedreven door een motor waarvan door een regeling het toerental weer konstant gehouden wordt. Bij de kopschijf is daartoe een fototransistor aangebracht die per omwenteling van de schijf één puls afgeeft. Door vergelijking van de aldus verkregen pulsen met de pulsen van de direkt met de motor gekoppelde tachogenerator kan het toerental stabiel worden gehouden.
De bediening van de VR2020 is vrij eenvoudig. Veel funkties zijn geautomatiseerd en er is programmering tot 16 dagen vooruit mogelijk.
De kassettes van het Video 2000 systeem zijn uitgerust met twee mechanische vergrendelingen om ongewenst uitwissen van programma's te voorkomen.

3



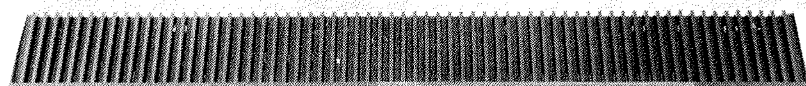
f1 = K1 piloottoon: 102 kHz
f2 = K2 piloottoon: 117 kHz
f4 = K1 piloottoon: 164 kHz
f3 = K2 piloottoon: 149 kHz

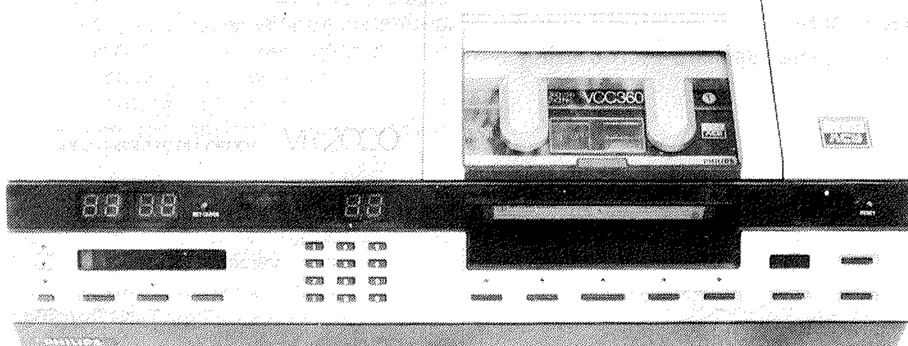
4



Perspektieven

Zoals in de inleiding al even ter sprake kwam mikken Philips en Grundig met het nieuwe systeem op wereldwijde toepassing van de nieuwe kassettes. ITT schijnt al te hebben besloten tot gebruik van de Video 2000 kassette en de Duitse firma's Loewe Opta en Metz staan op de rand van een gelijkluidend besluit. Het systeem lijkt een erg goede kans te hebben in de wereld van de video-techniek. Het is bekend van enkele grote Amerikaanse filmmaatschappijen dat zij oude kassuksessen op video willen zetten om zo nog wat winst van hun al afgeschreven inventaris te kunnen krijgen. Daarvoor wordt natuurlijk gezocht naar een standaard videobandsoort. Met een krachtige lobby moet Philips in staat worden geacht deze markt binnen te halen.

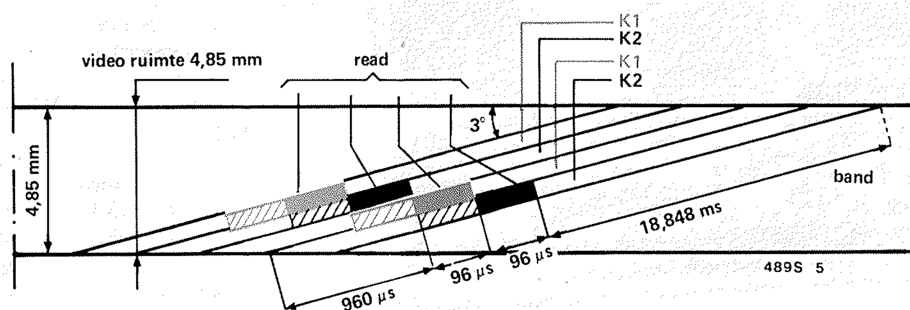




Philips Persbureau, Postbus 523, Eindhoven
Grundig AG, Kurgartenstraße 37, 8510 Fürth/Bayern

selektuur selektuur

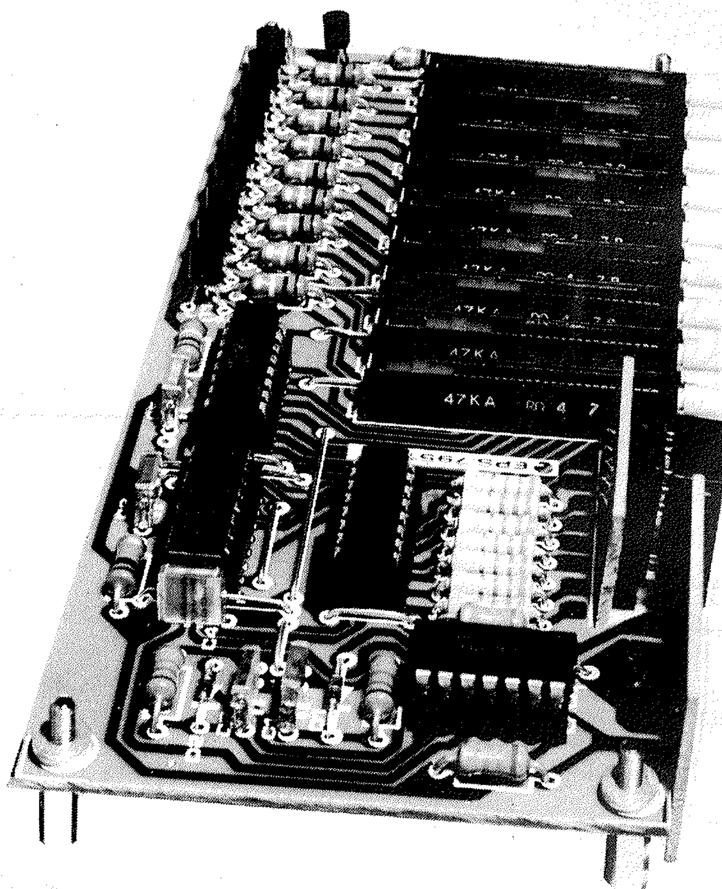
5



De varicap is een diode die vooral in tuners veelvuldig toegepast wordt. Van deze komponent verandert afhankelijk van een stuurspanning de kapaciteit. Door de varicaps op te nemen in afstembare kringen kan dus met behulp van een stuurspanning de resonantiefrekwentie van zo'n kring worden veranderd. De stuurspanning wordt dan ook meestal afstemspanning genoemd. De afstemspanning wordt in de meeste ontvangers betrokken van een gestabiliseerde voeding en is met een potentiometer instelbaar. Er zijn twee eisen waaraan zo'n afstemspanning moet voldoen: het moet een stabiele spanning zijn èn het moet een zo min mogelijk temperatuur-afhankelijke spanning zijn.

tiptoetsafstemming

Een heel belangrijk verkoopargument bij moderne stereo-ontvangers is het aantal voorkeurstations dat kan worden ingesteld. Bij zelfbouwtuners is het echter meestal een extra dat niet in de bouwbeschrijving wordt opgenomen. Met de hier beschreven schakeling wordt dit gemis opgevuld, voor zover het om zelfbouwtuners met varicap-afstemming gaat.



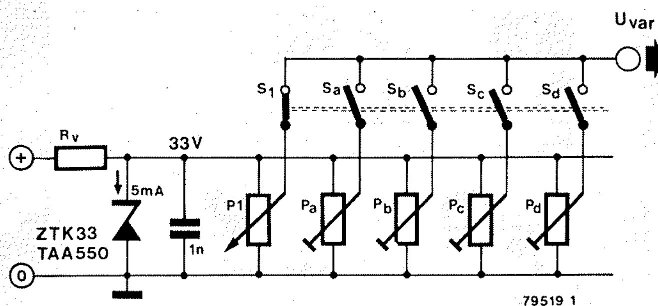
Nu is een voorkeuze van de stations, dus van de resonantiefrekwentie van de kring, gemakkelijk te realiseren door in plaats van één potmeter meerdere potmeters parallel te schakelen die ieder met behulp van een schakelaar in werking kunnen worden gesteld (zie het schema van figuur 1). Er mag steeds slechts één schakelaar gesloten zijn: wanneer bijvoorbeeld (bij figuur 1) S_b wordt gesloten moet automatisch S1 open gaan. Door de instelpotmeters zo in te stellen dat met behulp van de schakelaars verschillende zenders kunnen worden gekozen, heeft men al een goed werkende voorkeurafstemming. Bij de hier te bespreken afstemming zijn we een stapje verder gegaan. De afstemming is zo uitgevoerd dat met behulp van slechts twee schakelaars in het totaal tien voorkeurstations kunnen worden gekozen. Door gebruik te maken van aanraakschakelaars is geen dure kombinatie van zelflossende schakelaars nodig en kan bovendien het uiterlijk van de schakelaars door de bouwer zelf bepaald worden.

Het schema

De afstemspanning zal bij de meeste tuners voor een bereik van 87 MHz tot 104 MHz tussen 2 à 3 V en ca. 30 V gevarieerd moeten kunnen worden. Het is duidelijk dat de toepassing van de gebruikelijke CMOS-schakelaars onmogelijk is, omdat deze schakelaars slechts tot 15 V signalen kunnen schakelen. Aan de andere kant is toepassing van een CMOS-IC nodig om een doeltreffende aanraakschakelaar te kunnen maken. In het schema (figuur 2) is dan ook een kombinatie van TTL, CMOS en discrete transistoren terug te vinden. Er zijn twee aanraakschakelaars gerealiseerd met behulp van CMOS-buffers (N1 tot en met N4). Normaal liggen de ingangen van N1 en N3 op een hoog

nivo via R1 en R2. Wordt de ingang van een buffer echter via de vingertop met massa verbonden dan herkent de poort een laag nivo. De uitgang wordt dan hoog, zodat C1 (C2) snel wordt geladen. De ingang van de tweede poort wordt dan hoog en de uitgang daarvan laag. Wanneer de verbinding naar massa van de eerste poort wordt opgeheven, gaat de uitgang van die poort naar "0" en ontlaadt de kondensator langzaam over de parallel-weerstand. Iedere keer dat een aanraakkontakt wordt bediend gaat de uitgang van de bijbehorende poort dus even naar "0".
Via de beide "impulsgevers" wordt een up/down-counter (IC1) gestuurd. Dit is een IC dat op de uitgangen (pen 2, 3, 6

1

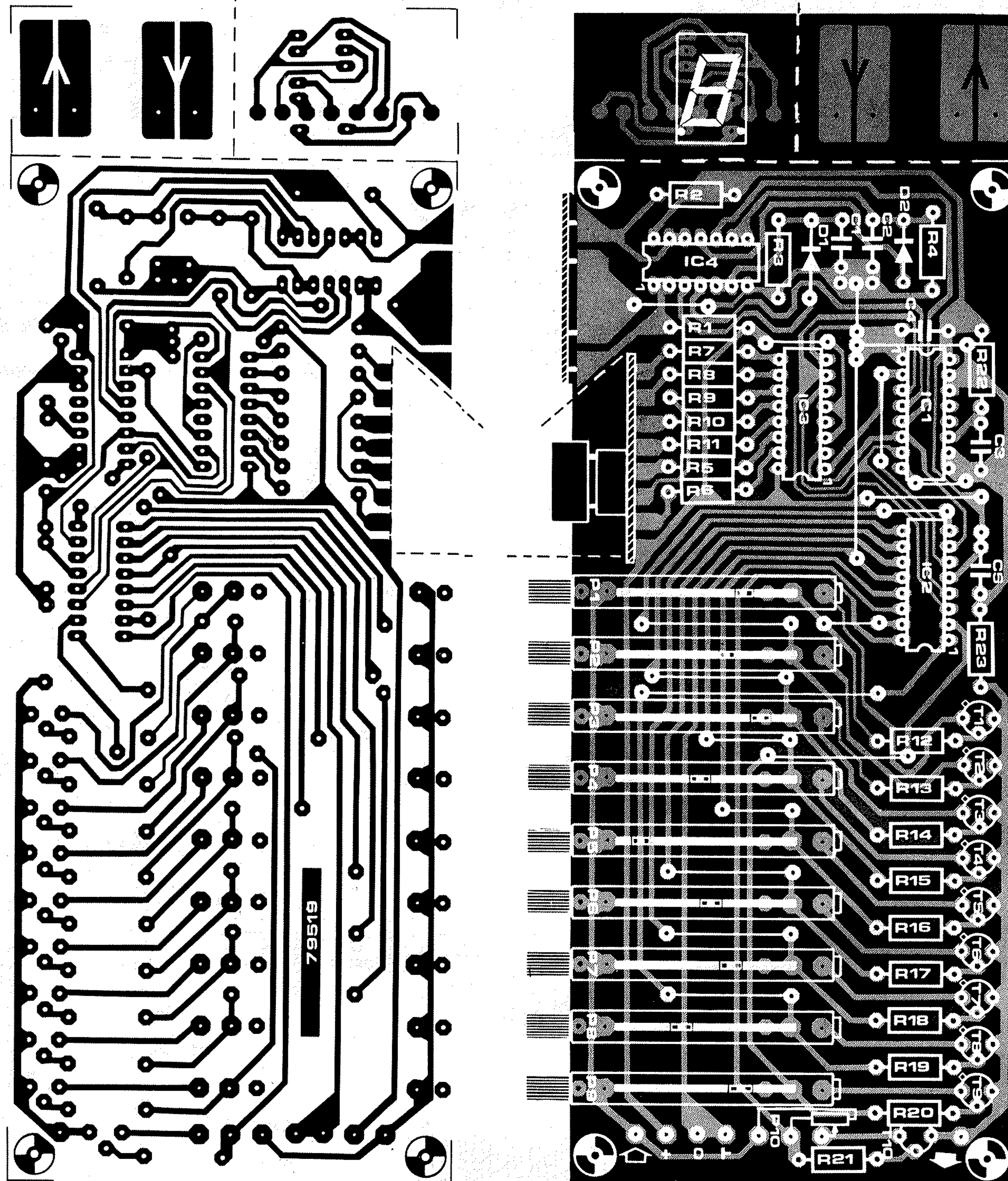


Figuur 1. Een heel simpele manier om voorkeurstations te kunnen instellen. Het nadeel is, dat een dure zelflossende schakelaar nodig is.

2

T1 ... T10 = BC 557
R12 ... R21 = 10 x 100 k
* P1 ... P10 = 10 x 100 k
N1 ... N4 = IC4 = 4093
D1,D2 = DUS
IC1 74LS192
IC2 74141
IC3 7447
HP 5082-7730
* zie tekst
79519

Figuur 2. Het schema van de tiptoetsafstemming. Met behulp van twee aanraakkontakten kan een keuze gemaakt worden uit negen voorkeurstations en een kontinuafstemming.



Figuur 3. De print! Er is wat handigheid met de figuurzaag nodig om de drie gedeelten van elkaar te scheiden.

Onderdelenlijst:

Weerstanden:
R1,R2 = 2M7
R3,R4 = 10 M
R5 . . . R11 = 220 Ω
R12 . . . R21, R23 = 100 k
R22 = 1 M
P1 . . . P9 = 50 k of 100 k instel-potmeter 20-slag (Piher)
P10 = 50 k of 100 k potentio-meter 10-slag

Kondensatoren:
C1,C2 = 3n3
C3,C4,C5 = 100 n

Halfgeleiders:
D1,D2 = DUS
T1 t/m T10 = BC 556, BC 557
IC1 = 74LS192
IC2 = 74141
IC3 = 7447
IC4 = N1 . . . N4 = CD 4093
display = HP 5082 – 7730 (common anode)

en 7) de informatie zet, die op de ingangen (pen 1, 9, 10 en 15) wordt aangeboden wanneer de LOAD-ingang laag is. De teller werkt in BCD en bij iedere clock-puls op de up- of de down-ingang wordt de data op de uitgang met 1 veranderd. De ingangen zijn met massa verbonden en de LOAD-ingang blijft na het inschakelen via R22 en C3 nog even laag. Hierdoor zullen de uitgangen van de teller direkt na het inschakelen ook laag zijn. Wanneer de up-toets wordt aangeraakt doet de teller een stapje, dat wil zeggen op de uitgangen wordt in BCD het getal één gezet. Bij de volgende aanraking van de up-toets verschijnt het getal twee, enzovoorts tot en met negen. Bij het aanraken van de down-toets wordt het getal op de uitgang met één verminderd.

De BCD-uitgangen van de teller zijn verbonden met de ingangen van een BCD-naar-decimaal-omzetter. Afhankelijk van de BCD-ingangsinformatie wordt één van de uitgangen van IC2 laag. Welke uitgang dat is kan worden afgelezen van een display, want de BCD-informatie van de teller wordt ook toegevoerd aan een BCD-naar-zeven-segment-omzetter (IC3) en een display. dus worden ingesteld met behulp van een potmeter wanneer de bij die potmeter behorende uitgang laag is. Er is door ons voor negen instelpotmeters gekozen (dus negen voorkeurstations) terwijl het zoeken langs de band naar een goed station met een gewone (tienslags)potentiometer kan geschieden wanneer het getal 0 in de teller staat.

De bouw

De bouw van de schakeling vereist wat handigheid met de figuurzaag. De print die via de EPS geleverd wordt, bestaat uit drie gedeelten. Voordat de onderdelen op de print worden aangebracht dienen deze drie delen van elkaar gescheiden te worden. Op een gedeelte zijn vier koperen vlakjes aangebracht die twee aan twee de aanraakkontakten vormen. Een ander gedeelte vormt de display-print. Blijft over de hoofdprint. Uit de hoofdprint moet een stukje printmateriaal worden gezaagd op de plaats waar straks het display-printje moet komen. Het is namelijk de bedoeling de beide kleine delen loodrecht aan de hoofdprint te bevestigen, waarbij dan zowel boven als onder de hoofdprint een stuk van de kleine printjes uitsteekt. Dat klinkt allemaal nogal ingewikkeld maar de foto zal duidelijk maken dat het best meevalt. Natuurlijk kan voor de aanraakkontakten ook een andere oplossing worden gezocht (zie bijvoorbeeld Elektuur juni 1977, pagina 6-32 en verder).

De gebruikte instelpotentiometers zijn van het merk Piher in een 20-slags uitvoering. Voor de 10-slags potentiometer kan de in de ontvanger aanwezige afstempotentiometer worden gebruikt.

Ten slotte

Daar als schakelaars transistoren gebruikt zijn, zal de schakeling in geringe mate temperatuur-afhankelijk zijn. Een goede AFC die op de meeste varicaptuners aanwezig is, zal dit euvel goed camoufleren.

De voedingsspanning dient 5 V te bedragen en de ingangs-afstemspanning mag maximaal 30 V zijn.

Wanneer de voedingsspanning wordt ingeschakeld kiest de schakeling automatisch het kanaal 0, zodat met de hand kan worden afgestemd. Wil men bij het inschakelen direkt een voorkeurstation horen, dan kan men door de ingangen van IC1 te programmeren een ander kanaal kiezen. Legt men bijvoorbeeld pen 15 van het IC aan de plus, dan wordt bij het inschakelen kanaal 1 gekozen.

Ten slotte zij nog opgemerkt dat wie geen belang stelt in de uitlezing, IC3, R5 t/m R11 en het display gerust mag laten vervallen. ◀

1

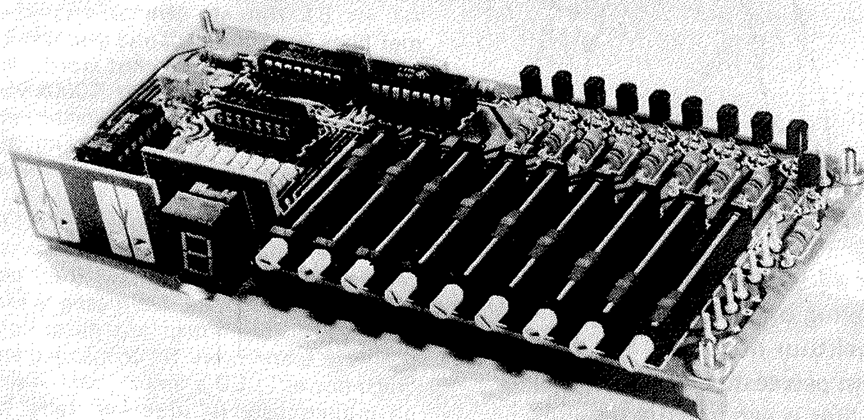
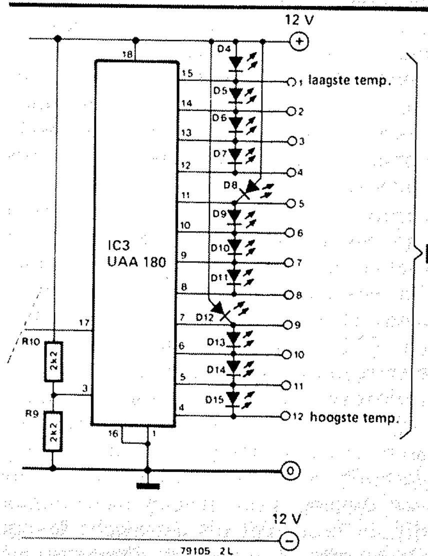


Foto 1. Uit de hoofdprint moet een stukje printmateriaal worden gezaagd op de plaats waar het display-printje moet komen.

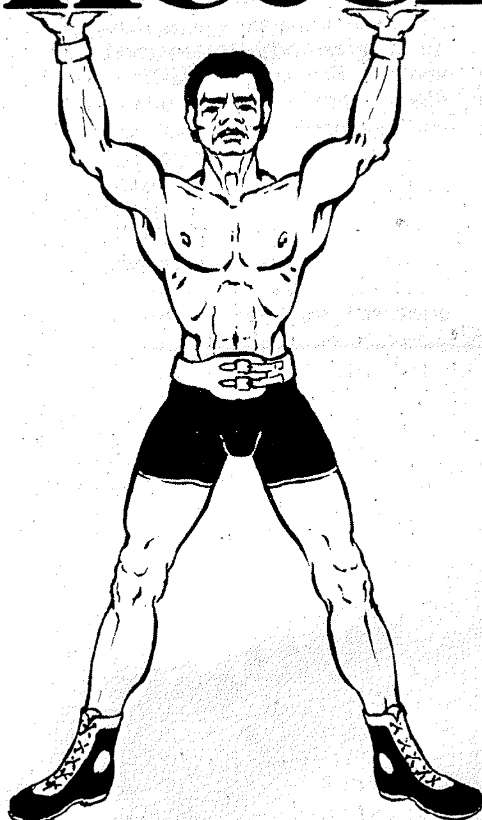
Als één van de uitgangen van IC2 laag is, zal de bijbehorende transistor gaan geleiden. De spanning op de emitter van de transistor is afhankelijk van de instelling van de bijbehorende potmeter. Over de transistor zelf valt slechts een kleine verzadigingsspanning. De spanning op de uitgang van de schakeling (de afstemspanning voor de varicaps) kan

het lek van elektuur

Helaas is het schema van de akwarium-termostaat (figuur 2, Elektuur juni 1979, pagina 6-65) niet juist. Het gaat om de aansluiting van de LED D8. Ten onrechte is die tussen pen 11 en 12 van IC3 aangebracht. De juiste aansluiting is tussen pen 11 en +12 V.



spier-kracht-meter



Er zijn ondertussen nog maar weinig onderwerpen die in Elektuur nog nooit aan de orde zijn geweest. Een (spier)krachtmeter is een van die tamelijk veelgevraagde items die er om een of andere reden altijd bij ingeschoten zijn. Belangstellenden vinden in dit artikel een aardige manier beschreven om zo'n instrument zelf te konstrueren. Dat er behalve wat elektronica ook een beetje mechanisch geknutsel bij te pas komt, spreekt haast vanzelf.

W. van Dreumel

Oorspronkelijk werd deze schakeling bedoeld als ergometer voor wedstrijdroeiers, maar dat is natuurlijk niet de enige toepassing. Voor beoefenaars van de meest uiteenlopende takken van sport kan de krachtmeter bij de training goede diensten bewijzen, omdat hij een direkte en gemakkelijke kontrole van het prestatienivo mogelijk maakt. Daarnaast kan het instrument ook worden gebruikt voor het meten van belastingen in kabels en in bepaalde konstrukties, terwijl het bovendien ook voor weegdoeleinden kan worden ingezet.
In figuur 1 is te zien dat de opzet niet bepaald gekompliceerd is. Van een krachtopnemer wordt een signaaltje betrokken dat eerst wordt versterkt en vervolgens zichtbaar gemaakt op een LED-schaal. Als u vast vooruit kijkt naar het schema van figuur 3, dan blijkt dat het elektronisch allemaal erg meevalt. Waar het in dit geval om draait is uiteraard de krachtopnemer. Die is niet te koop, die moet u zelf maken.

De krachtopnemer

Zoals al zichtbaar in figuur 1, bestaat de opnemer uit een plaatje van het een of ander geschikt materiaal met aan beide uiteinden een gat. Het middenstuk is met opzet wat versmald omdat op deze plaats de rek van het materiaal gemeten wordt als er aan het plaatje wordt getrokken. Dat meten gebeurt met behulp van zogenaamde weerstands-rekstrookjes. Dit zijn plakweerstanden die gevoelig zijn voor lengteveranderingen — op deze wat ongebruikelijke komponenten komen we straks nog nader terug.
Figuur 2 toont de voor- en achterkant van een krachtopnemer die is beplakt met een brugschakeling van rekstrookjes. De weerstandsverandering van de in de langsrichting geplakte rekstrookjes (RS2 en RS3) wordt opgeteld, terwijl de dwarsgeplakte rekstrookjes RS1 en RS4 invloeden door temperatuurveranderingen kompenseren. Het voordeel van zo'n brugschakeling is verder dat vervorming van de opnemer als gevolg van buiging geen invloed heeft omdat dit de brug niet uit evenwicht brengt. De brugschakeling wordt gevoed uit een gestabiliseerde voeding. Door de rekstroken mag een stroom lopen van ca. 20 mA. Aangezien de weerstand van de rekstrookjes ongeveer 120 ohm bedraagt, ligt de spanning over de brug dus vast op ca. 5 volt.

De schakeling

Figuur 3 toont de voor de krachtmeter benodigde elektronica, welke zoals al gezegd zeer bescheiden van omvang is gebleven.
De geringe uitgangsspanning van de rekstrookweerstandsbrug maakt een flinke versterking noodzakelijk. Daarom is voor een meetversterker gekozen met opamps. Er zijn twee IC's gebruikt van het type 747 die elk twee 741-opamps bevatten. Het is natuurlijk ook mogelijk vier gewone 741's te gebruiken. A1 en B1 zijn als éénmaal-versterker met hoge ingangsimpedantie geschakeld, waardoor de brug niet belast wordt. A2 en B2 vormen samen een 1000x-verschilversterker waarvan de versterking met P2 instelbaar is. Met P1 kan het uitgangssignaal bij onbelaste opnemer naar nul worden geregeld.
De inmiddels overbekende UAA170 laat, afhankelijk van het ingangssignaal één van de LED's (D3 . . . D18) uit een LED-schaal oplichten. De ingang is met D2 beveiligd tegen negatieve en te hoge positieve spanningen. Bij toepassing van "high-power"-LED's met een kleine uitstralingshoek is uitlezing zelfs bij zonlicht mogelijk.
De voeding is simpel gehouden. Met behulp van twee geïntegreerde spanningsstabilisatoren (7812 en 7912) zijn de voor de versterker en uitlezing benodigde +12 V en −12 V spanningen gerealiseerd. De voor de weerstandsbrug vereiste spanning van 5 V is verkregen door toevoeging van twee weerstanden (R9, R10) en een zenerdiode (D1).

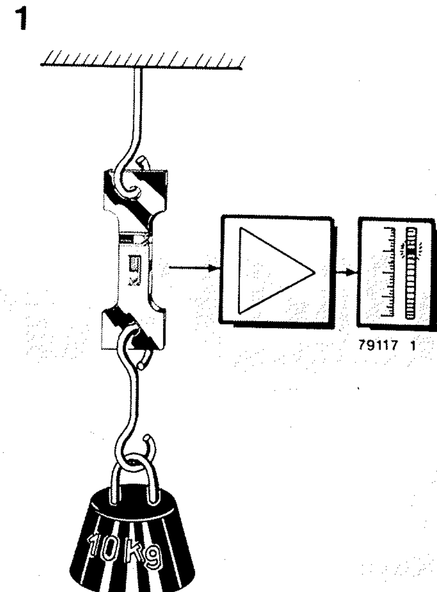
De bouw

De bouw van de versterker + uitlezing kan op een stukje montaprint geschieden. De eenvoud van de schakeling maakt dat dit onderdeel van de krachtmeter nauwelijks enige kopzorg zal geven. De krachtopnemer is wat lastiger, door het mechanische werk dat hierbij komt kijken.

Tabel 1.

	elasticiteits-modulus E kg/mm²	maximaal toelaatbare spanning σ kg/mm²	rek bij maximaal toelaatbare spanning σ/E %
hard messing	9000	42	0,46
duraluminium	7000	26	0,37
halfhard messing	9000	24	0,27
hard aluminium	7000	14	0,20
plaatstaal	21000	18	0,09

Tabel 1. Enkele materiaalsoorten en hun mechanische eigenschappen.



Figuur 1. Blokschematische voorstelling van de opzet van de spierkrachtmeter.

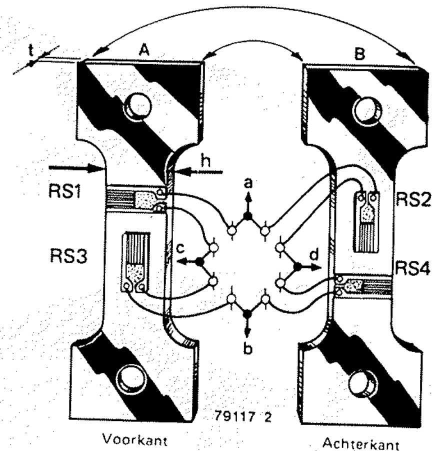
De dimensionering van de krachtopnemer is afhankelijk van het gewenste meetbereik en het gebruikte plaatmateriaal. Teneinde een zo gevoelig mogelijke opnemer te krijgen, dient het plaatmateriaal zoveel mogelijk rek op te leveren bij de maximaal toelaatbare belasting. In de derde kolom van tabel 1 is te zien dat hard messing de voorkeur verdient. Duraluminium is een goede tweede. Uit de tweede kolom wordt het effektieve doorsnede-oppervlak van de opnemer bepaald (h x t in figuur 2) door het gewenste krachtbereik te delen door de maximaal toelaatbare spanning. De verhouding tussen h en t mag men zelf kiezen, mits h niet kleiner wordt dan ca. 10 mm (i.v.m. de afmetingen van de rekstroken) en de vorm ongeveer gelijk blijft aan die van het in figuur 2 geschetste exemplaar. De in figuur 3 aangegeven waarden voor R6 en P2 gelden voor een opnemer van duraluminium met een effektieve doorsnede van 20 mm².

Hoewel weerstandsrekstroken nu niet direkt algemene bekendheid genieten bij de amateur, zijn deze plakweerstanden toch in verschillende uitvoeringen in de handel verkrijgbaar. Voor onze toepassing dienen de afmetingen in de buurt van de 5 x 10 mm te liggen. Bruikbaar zijn o.a. het type EA-XX-250BG-120 van de firma Micro Measurements, het type 3/120 LY 11 van HBM en de PR9833 k/01 van Philips. De leveranciers hiervan zijn resp. de firma Bos B.V. te Rotterdam, de firma Bienfait B.V. te Aerdenhout en Philips Nederland N.V. in Eindhoven.

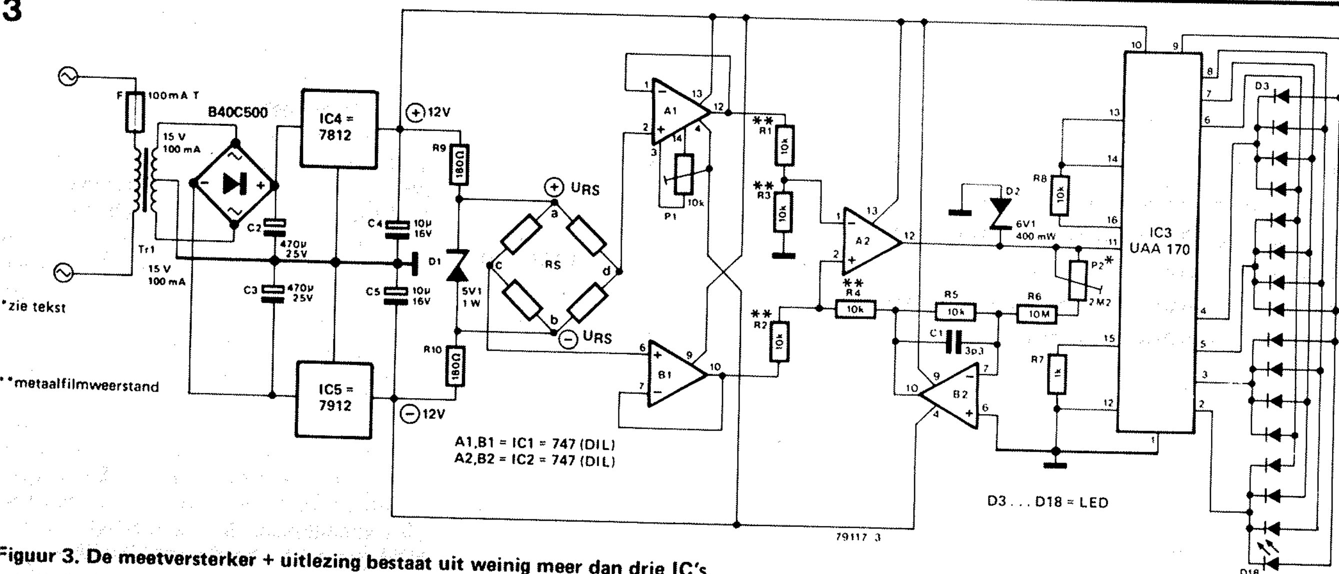
De afregeling

Allereerst wordt, zonder dat de opnemer belast wordt, P1 zodanig afgeregeld dat alleen de onderste LED van de schaal oplicht. Vervolgens wordt aan de krachtopnemer een bekend gewicht gehangen, waarna met P2 de versterking zó wordt ingesteld dat op de schaal de bijbehorende LED oplicht. Als voor P1 en P2 tienslagen-potmeters worden gebruikt is een behoorlijk nauwkeurige ijking mogelijk. Door diverse invloeden kan er enig verloop van het nulpunt optreden. Als echter de zaak zo wordt opgebouwd dat P1 van buitenaf gemakkelijk toegankelijk is, hoeft dit in de praktijk geen enkel probleem op te leveren.

Literatuur:
Linear applications National;
Elektuur januari 1976



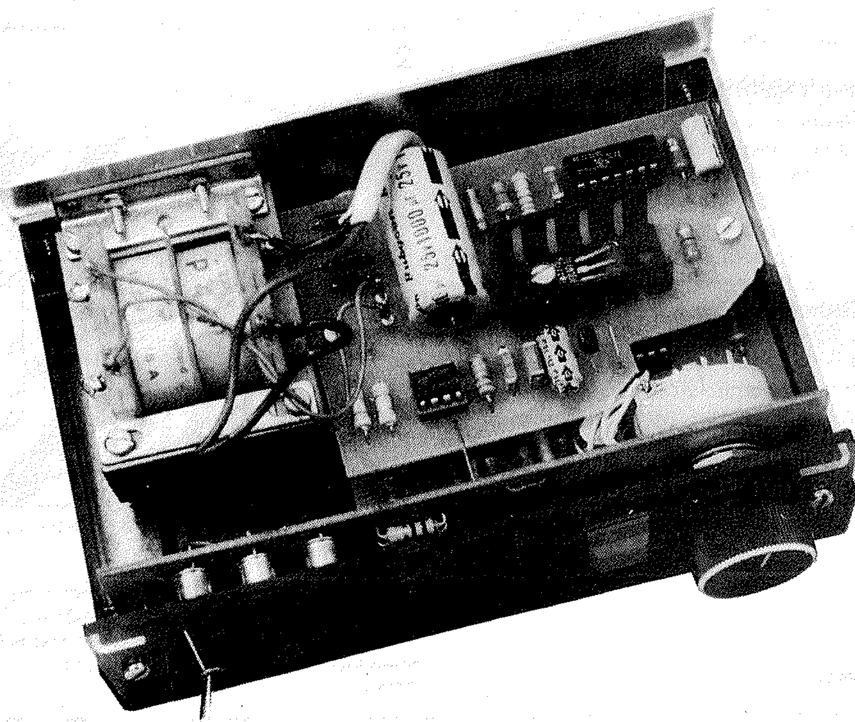
Figuur 2. Het vitale onderdeel van het meetinstrument, de krachtopnemer, bestaat uit een plaatje metaal dat wordt beplakt met een brugschakeling van vier weerstandsrekstrookjes.



Figuur 3. De meetversterker + uitlezing bestaat uit weinig meer dan drie IC's.

digifarad

kapaciteiten digitaal gemeten



Sedert het begin van het digitale tijdperk hebben talloze analoge meetinstrumenten er aan moeten geloven: de wijzer werd onherroepelijk vervangen door een uitlezing met zeven-segment-display's. De kapaciteitsmeter wist steeds de dans te ontspringen maar is nu toch aan de beurt. Waarden tussen 10 nF en 10.000 µF worden met dit instrument digitaal uitgelezen met een nauwkeurigheid van ongeveer 2%.

J. Guther

Het arsenaal van digitale meetinstrumenten wordt gestadig uitgebreid. Het digitaal meten van spanningen en stromen, tijden en frekwenties, weerstanden en temperaturen is al bijna de meest gebruikelijke manier. Nu zijn dan de kapaciteiten aan de beurt. Het vaststellen van de waarde van een kondensator kan langs digitale weg gebeuren met behulp van deze digifarad.

Werking

Het blokschema van de digitale kapaciteitsmeter is gegeven in figuur 1. C_X is hierin de te meten kapaciteit. Door het drukken op de "start"-knop sluit de elektronische schakelaar ES gedurende korte tijd en wordt C_X tot een zekere spanning opgeladen. Nadat de elektronische schakelaar weer geopend is, wordt de onbekende kondensator ontladen door een konstante stroombron I, zodat de spanning U_C over de kondensator lineair daalt. De snelheid waarmee deze spanningsdaling zich voltrekt hangt ondermeer af van de grootte van C_X; hoe groter deze kondensator, hoe langzamer U_C zal dalen. Het dalen van U_C wordt gevolgd door de met twee opamps en een set/reset-flipflop opgebouwde vensterkomparator. Zolang de waarde van U_C ligt tussen die van U1 en U2 is het uitgangssignaal van de vensterkomperator laag. Dit signaal wordt als clock-enable-signaal toegevoerd aan een met drie digits uitgevoerde digitale teller (counter).

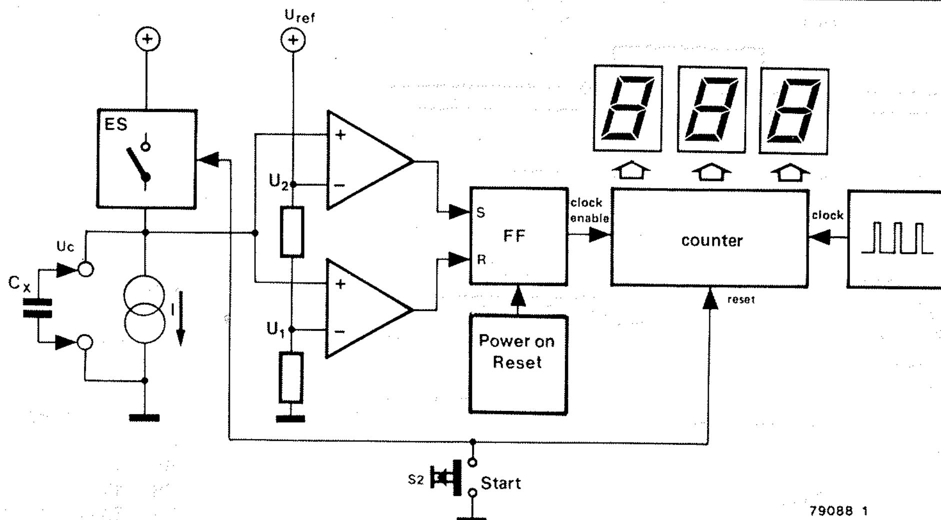
Zolang het clock-enable-signaal laag is, worden de pulsen van een clockgenerator geteld. Hoe langer de clock-enable ingang een lage spanning krijgt, hoe meer pulsen er geteld worden. Dit wil zeggen dat, hoe langzamer U_C daalt oftewel hoe groter de onbekende kondensator C_X is, hoe meer pulsen er geteld worden. En dat is precies wat we hebben willen; zodoende is het op de uitlezing weergegeven getal evenredig met de waarde van de kondensator. Wanneer we een en ander handig dimensioneren, komt de waarde van de kondensator keurig in nano-, micro- of millifarad op het display te staan.

Het schema

De uitwerking van het blokschema treffen we aan in figuur 2. Figuur 3 geeft bovendien een pulsdiagram dat, behalve uiteraard als steun bij eventueel foutzoeken straks, ook gebruikt kan worden als leidraad bij de hieronder gegeven schemabeschrijving. De signalen A t/m I in het pulsdiagram zijn bekeken op de overeenkomstig gemerkte punten in het schema van figuur 2.

In het schema is het niet moeilijk om de in figuur 1 geschetste opzet te herkennen. De stroombron I uit het blokschema is gekonstrueerd rond opamp A1 en transistor T1. De stroom is afhankelijk van de stand van de bereikschakelaar S1 (zie tabel). In het kort gezegd komt de werking erop neer dat de opamp een zodanige stroom door

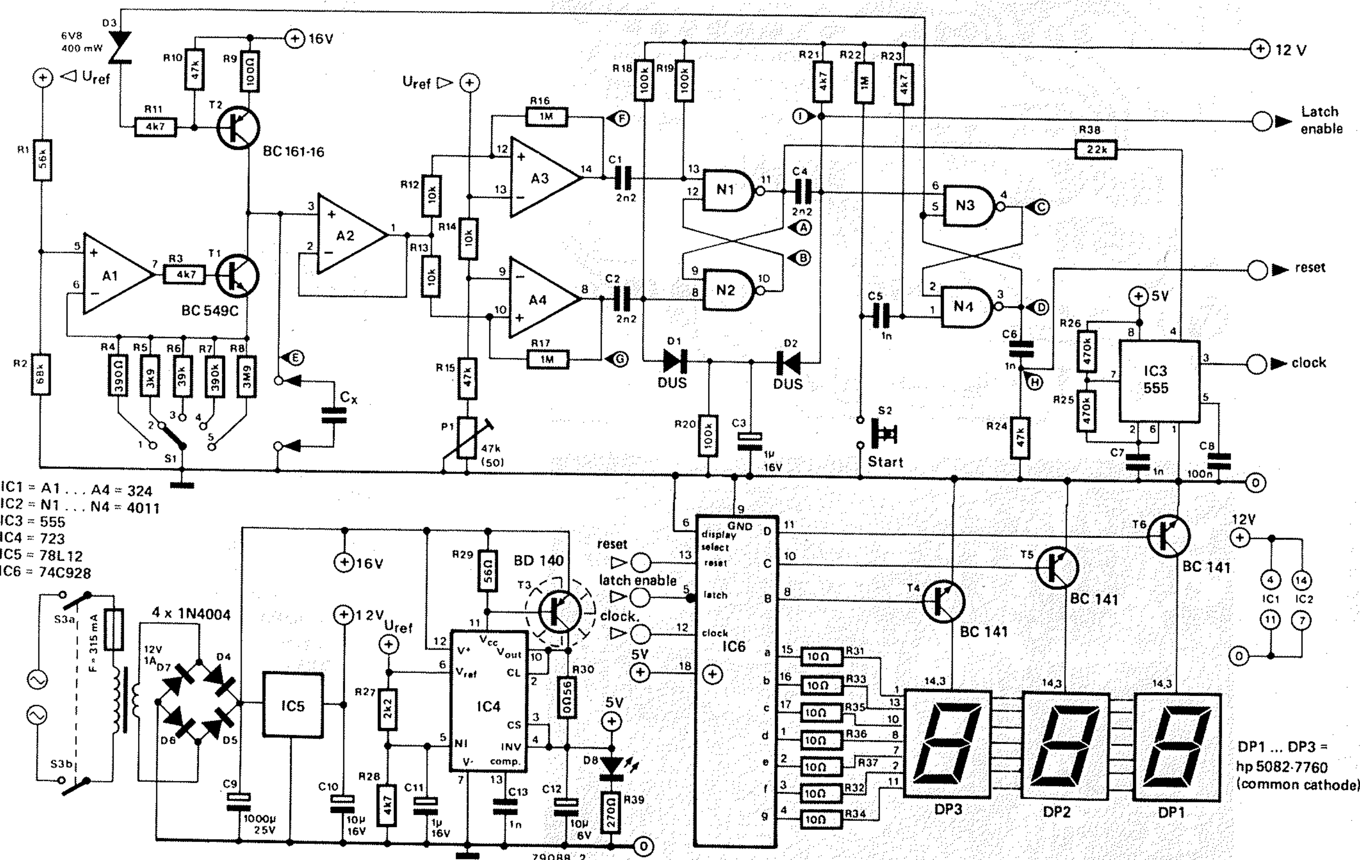
1



Figuur 1. Blokschema van de digitale kapaciteitsmeter. De onbekende kondensator C_x wordt met een konstante stroom I ontladen. Naarmate dit ontladen langzamer gaat kan de teller meer clockpulsen tellen.

T1 en de door S1 geselekteerde weerstand laat lopen dat de spanning op de inverterende ingang gelijk is aan de – zeer stabiele – spanning op de niet-inverterende ingang.
De elektronische schakelaar ES bestaat uit de transistor T2. Tijdens het kortstondige opladen van de te meten kondensator wordt deze even opengestuurd. De spanning over C_x wordt gebufferd door A2 en dan aangeboden aan de vensterkomparator. Deze is opgebouwd met behulp van A3 en A4. N1, N2, C1, C2, R18 en R19 vormen een SR-flipflop, die alleen op spannings*veranderingen* reageert. De flipflop levert, via de uitgang van N2, het clock-enable-signaal gedurende de tijd waarin de spanning over C_x in het venster (tussen U1 en U2) verkeert. Een tweede flipflop wordt gevormd door N3 en N4. Deze wordt geset door de "start"-drukknop S2 en levert het reset-signaal voor de teller en het signaal voor het opensturen van T2. De komponenten R20, C3 en de beide dioden (D1 en D2) vormen een hulpschakeling die ervoor zorgt dat de flipflops na het inschakelen van het apparaat de juiste beginpositie innemen. Het clocksignaal voor de teller wordt geleverd door een als astabiele multivibrator geschakelde 555 (IC3). De teller zelf (IC6) is er een van het type 74C928. Deze verzorgt de zevensegmentsdekodering zelf en stuurt via transistoren (T4, T5, T6) de drie LED-displays. De toegepaste LED-displays dienen, in tegenstelling tot wat het meest gebruikelijk is, van het gemeen-

2



Figuur 2. Het uitgewerkte schema. Voor de displays moeten typen met gemeenschappelijke katode worden gebruikt.

3

Figuur 3. Pulsdiagram van de schakeling. De letters A t/m I korresponderen met de overeenkomstig gemerkte meetpunten in het schema van figuur 2.

Tabel

stand S1	stroom I	meetbereik	uitlezing x
1	1 µA	999 nF	1 nF
2	10 µA	9,99 µF	0,01 µF
3	100 µA	99,9 µF	0,1 µF
4	1 mA	999 µF	1 µF
5	10 mA	9,99 mF	10 µF

4a

Onderdelenlijst

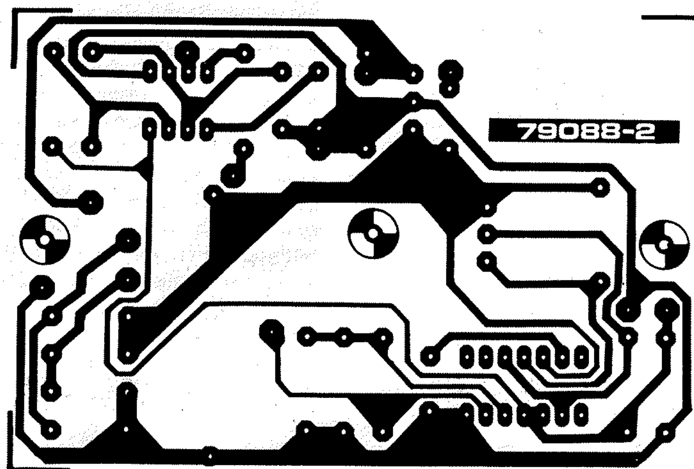
Weerstanden:
R1 = 56 k
R2 = 68 k
R3,R11,R21,R23,R28 = 4k7
R4 = 390 Ω
R5 = 3k9
R6 = 39 k
R7 = 390 k
R8 = 3M9
R9 = 100 Ω
R10,R15,R24 = 47 k
R12,R13,R14 = 10 k
R16,R17,R22 = 1 M
R18,R19,R20 = 100 k
R25,R26 = 470 k
R27 = 2k2
R29 = 56 Ω
R30 = 0,56 Ω
R31 . . . R37 = 10 Ω
R38 = 22 k
R39 = 270 Ω
P1 = 47 k instelpot.

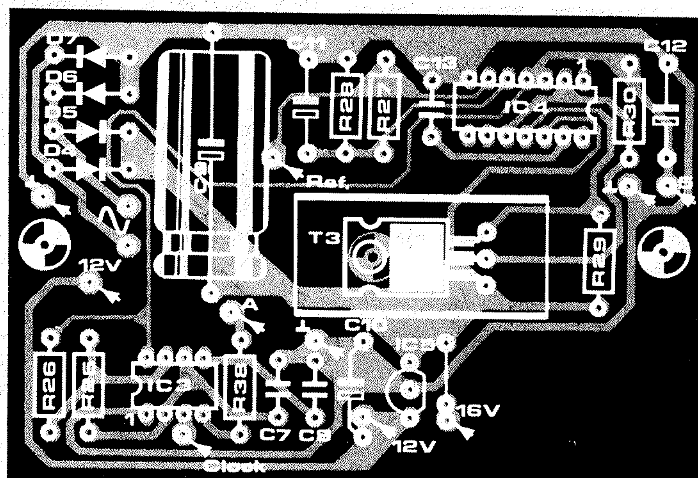
Kondensatoren:
C1,C2,C4 = 2n2
C3,C11 = 1 µ/16 V
C5,C6,C7,C13 = 1 n
C8 = 100 n
C9 = 1000 µ/25 V
C10 = 10 µ/16 V
C12 = 10 µ/6 V

Halfgeleiders:
IC1 = 324
IC2 = 4011
IC3 = 555
IC4 = 723 (DIL)
IC5 = 78L12
IC6 = 74C928
T1 = BC 549C
T2 = BC 161-16
T3 = BD 140 (koelen!)
T4,T5,T6 = BC 141
D1,D2 = DUS
D3 = 6V8 zener 400 mW
D4 . . . D7 = 1N4004
D8 = LED

Diversen:
DP1 . . . DP3 = displays hp 5082-7760
S1 = draaischakelaar, 5 standen/1 moederkontakt
S2 = drukknop (digitaste)
S3 = schakelaar 2 x om
Tr = nettransformator 12 V/1 A
F = 315 mA zekering traag

4b





schappelijke katode-type te zijn (zoals DL 704, hp 5082-7760).

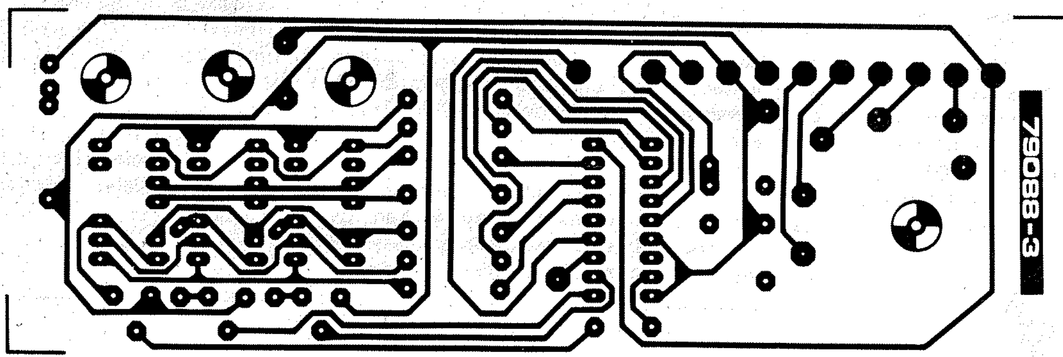
Behalve dan de referentiespanning (U_{ref}) zijn voor de voeding van de schakeling drie verschillende spanningen nodig, te weten 16 V, 12 V en 5 V. Om de voeding zo simpel mogelijk te houden is uiteraard gegrepen naar IC's. Een "driebenige" regelaar (IC5) verzorgt de 12 V, terwijl een 723-recept (IC4, T3) de overige spanningen (inklusief de referentiespanning) voor zijn rekening neemt.

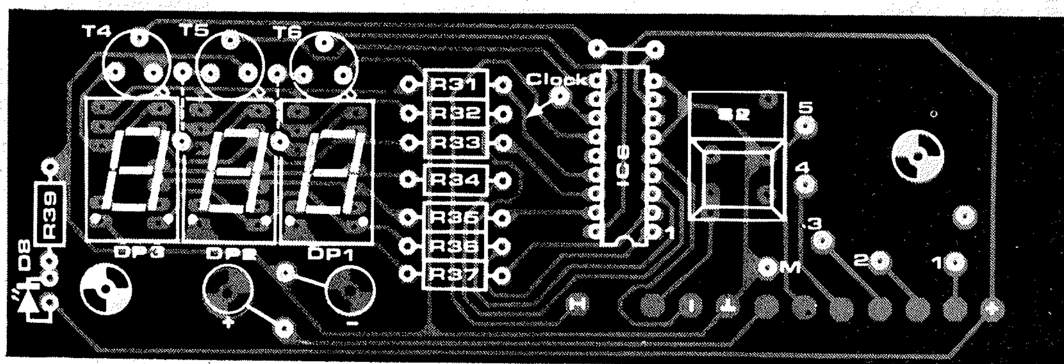
De bouw

Wederom is het de nabouwers gemakkelijk gemaakt omdat van de kapaciteitsmeter een printontwerp is vervaardigd waar — behalve dan de voedingstrafo — letterlijk alles op past. Van de voeding tot en met de displays. De montage is misschien een tikje lastiger dan gebruikelijk omdat, teneinde de zaak tot een zo kompakt mogelijk geheel te kunnen samenbouwen, het printontwerp werd opgesplitst in drie afzonderlijke printjes. In figuur 4 zijn ze afgebeeld. Er is een display-print (4c), die rechtopstaand achter het front van de kast kan worden gemonteerd, en er zijn twee printjes (4a en 4b) die samen de rest van de schakeling herbergen en die met behulp van afstandsbusjes tot een soort "sandwich" boven elkaar worden gemonteerd.

Op de display-print zijn behalve uiteraard de displays ook nog ondergebracht IC6, de weerstanden R31 . . . R37, de schakelaars S1, S2 en S3, de aan/uit-

4c





Figuur 4. De drie printjes. De basisprint (4a) en de voeding + clockgenerator-print (4b) worden m.b.v. afstandsbussen boven elkaar gemonteerd. De display-print (4c) komt direkt achter het front van het kastje.

LED D8 en de banaanstekerbusjes voor de te meten kondensator C_X. De bovenste print van de "sandwich" (figuur 4b) biedt plaats aan de voeding (m.u.v. IC5) en de clock-generator (IC3). Op de onderste print van de sandwich (de basisprint; figuur 4a) is de rest van de schakeling ondergebracht. Welke punten van de printen met elkaar moeten worden doorverbonden is in de opdruk duidelijk met behulp van diagonaal geplaatste pijltjes aangegeven. Als het geheel is samengebouwd en is ingekast, kan het er ongeveer uit gaan zien als het afgebeelde prototype. Een aantrekkelijk kompakt geheel.

Tot slot

In het gebruik is de kapaciteitsmeter zeer simpel: apparaat inschakelen met S3, juiste bereik kiezen met S1, onbekende kondensator aansluiten, startknop S2 indrukken en vervolgens even wachten tot het meetresultaat op het display verschijnt. De tabel geeft aan welke bereiken met S1 kunnen worden gekozen; de stroom I is daarin de konstante stroom waarmee C_X wordt ontladen. Bij het meten van een totaal onbekende kondensator is het overigens het beste om te beginnen in het hoogste bereik (stand 5) en S1 vervolgens terug te schakelen tot een bruikbare uitlezing wordt verkregen.

De schakeling bevat slechts één afregelpunt, te weten de instelpotmeter P1. De afregeling kan geschieden door een bekende kondensator te meten.

Nog een laatste opmerking. Vindt men een 1 A-trafo te groot of heeft men toevallig nog een 12 V-trafo van wat lichter kaliber liggen, dan is daar door aanpassing van de weerstanden R31 . . . R37 best een mouw aan te passen. Als men genoegen neemt met een wat geringere lichtopbrengst van de displays, kunnen genoemde weerstanden in waarde worden verhoogd tot 22 ohm en dan is een 0,5 A-trafo zwaar genoeg om het karwei te klaren.

polariteit beveiligd

Elektronische apparaten die extern met gelijkspanning gevoed worden, kunnen gemakkelijk defekt raken indien de voedingsspanning per vergissing verkeerd gepoold aangesloten wordt. Bij schakelingen met een geringe stroomopname kan een diode in serie met de voedingsleiding uitkomst bieden. Deze diode geleidt dan alleen bij een juist gepoolde voedingsspanning. Wanneer in plaats van een diode een brugcel gebruikt wordt, is een juiste poling van de gelijkspanningsbron zelfs niet meer van belang. Afgezien van spanningsverlies treedt bij dergelijke beschermende maatregelen ook nog een aanzienlijk vermogensverlies op, zeker bij relatief grote stroomopnamen.

Een elegantere oplossing die geen spannings- en vrijwel geen vermogensverlies oplevert en dus vooral geschikt is voor apparaten die nogal wat stroom lusten, biedt bijgaand schema. Bij de dimensionering van de onderdelen is van een 12 V gelijkspanningsbron uitgegaan. De beveiligingsschakeling dient in het apparaat ondergebracht te worden. Op de aansluitklemmen 1 en 2 kan de externe gelijkspanningsbron aangesloten worden. Is deze juist gepoold, dan zal na het sluiten van de aan/uit-schakelaar S1 het relais Re via zijn verbreekkontakt en diode D1 bekrachtigd worden. Nu gebeuren er twee dingen: Het verbreekkontakt re1 opent, waardoor een kleinere relais-stroom via R1 gaat lopen. Aangezien de houdstroom van het relais kleiner is dan de bekrachtigingsstroom, zal bij een juiste waarde van R1 het relais toch niet afvallen. Dit foefje betekent een extra beperking van het vermogensverlies in deze beveiligingsschakeling. Ondertussen is het maakkontakt re2 gesloten, waardoor het apparaat van voedingsspanning voorzien is.

Bij een verkeerde poling van de gelijkspanningsbron zal diode D1 voorkomen dat het relais bekrachtigd wordt. Het apparaat zal dan niet met de voedingsspanning verbonden worden.

De funktie van diode D2 is het onderdrukken van induktiespanningen tijdens het uitschakelen van de relaisstroom.

Het verdient wel aanbeveling om de smeltveiligheid (F) (mits aanwezig) van het apparaat tussen de externe voedingsbron en de beveiligingsschakeling op te nemen, zodat deze ook in werking treedt indien er iets mis is met deze schakeling. De stroomopname van de toegevoegde schakeling is t.o.v. die van het apparaat zo gering dat de waarde van deze smeltveiligheid ongewijzigd kan blijven.

Uiteraard is de schakeling ook geschikt te maken voor een andere gelijkspanningswaarde; vuistegel hierbij is, dat de relaisspanning gelijk moet zijn aan de voedingsspanning.

De waarde van R1 is enigszins afhankelijk van het type relais. De beste waarde zal proefondervindelijk bepaald moeten worden.

* zie tekst

9976

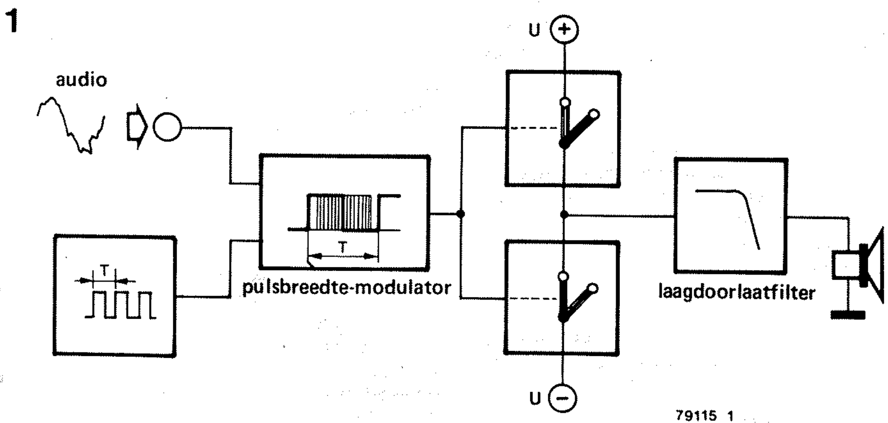


zelfoscillerende PDM-versterker

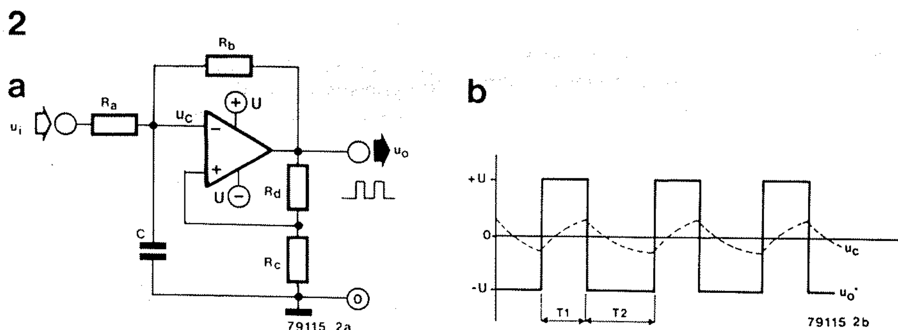
met een bijdrage van P. Geelen

Denkbeelden en schakelingen die de redaktie kwijt wil, ofschoon ze door gebrek aan tijd of middelen niet werden afgerond, als uitdaging aan onze lezers om deze ideeën-in-de-dop uit te broeden.

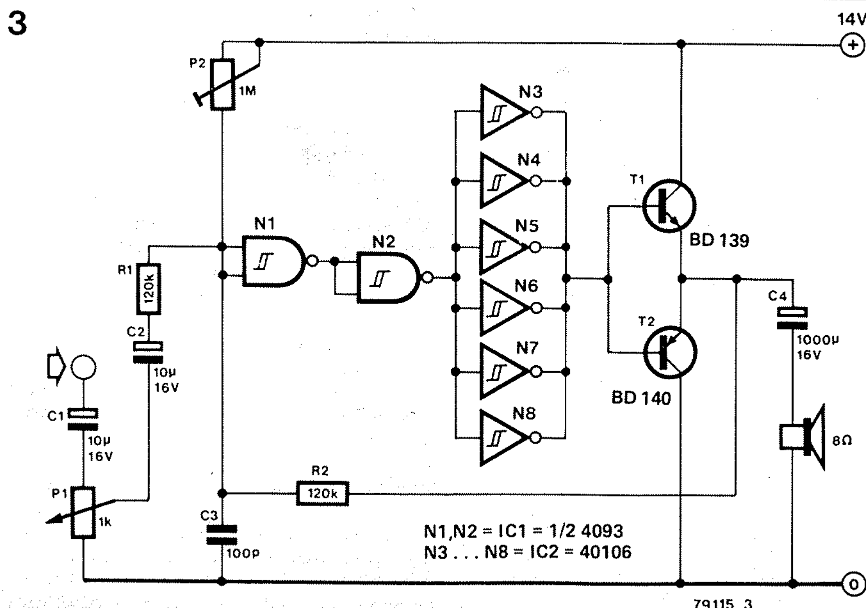
1



2



3



Nu audio steeds digitaler wordt, is het onderzoek naar handige manieren om **schakelende versterkers** te realiseren in volle gang. Veel aandacht gaat daarbij uit naar de zogenaamde **PDM-versterker** (ook bekend onder namen als PBM-, PWM-, klasse D-versterker). PDM staat daarbij voor **pulsduurmodulatie** en geeft al aardig aan waarop de principiële achtergrond berust: het analoge audiosignaal wordt omgezet in een pulsvormig signaal met een variërende pulsbreedte. In Elektuur hebben we al eerder aandacht besteed aan dit principe (zie literatuur).

Een min of meer algemeen geldend blokschema van een PDM-versterker is afgebeeld in figuur 1. Een symmetrische blokgolf wordt met het audiosignaal zodanig gemoduleerd dat de pulsbreedte varieert. Het resulterende signaal wordt gebruikt om de eindtrap van de versterker te sturen en wordt daar omgezet in vermogen. De eindtrap bestaat niet, zoals gebruikelijk, uit komponenten (transistoren) die afhankelijk van het stuursignaal meer of minder geleiden, maar uit "schakelaars" die ofwel helemaal open, ofwel helemaal dicht zijn. Het grote voordeel daarvan is dat er (althans teoretisch) géén vermogen in de eindtrap gedissipeerd wordt. In de praktijk zal in elk geval het rendement van een PDM-versterker een stuk gunstiger kunnen liggen dan dat van een analoge versterker. Een tweede voordeel is dat de lineariteit van de eindtrap niet zo groot hoeft te zijn (denk aan de beruchte crossover-vervorming). Daar tegenover staat dan wel weer het nadeel dat het nodig is om het hoogfrekwente schakelsignaal met een laagdoorlaatfilter uit het uitgangssignaal te verwijderen voordat dat aan de luidspreker toegevoerd wordt. Anders is de PDM-versterker niet alleen een versterker, maar ook nog een zender!

Het in de praktijk verwezenlijken van een PDM-versterker kan op verschillende manieren. Bijna al die metoden verkeren nog in een experimenteel stadium, hoewel de eerste PDM-versterkers al op de markt verschijnen. Een variant die hier besproken wordt is de **zelfoscillerende** PDM-versterker. We krijgen die door de blokgolfgenerator, de pulsbreedtemodulator en de eindtrap tot één geheel te kombineren. We maken er als het ware één grote pulsbreedte-gemoduleerde blokgolfgenerator van. Het zou best eens kunnen zijn dat zo'n versie van de PDM-versterker veel eenvoudiger in elkaar zit dan andere.

Een principe

Het principeschema van een pulsbreedtegemoduleerde blokgolfgenerator waarvan we voor dit doel gebruik zouden kunnen maken is gegeven in figuur 2a. Aan de uitgang verschijnt een (in het algemeen) asymmetrische blokspanning u_o, die hetzij de waarde U, hetzij de waarde $-U$ aanneemt.

In figuur 2b is u_o gedetailleerder geschetst en is ook aangegeven hoe de spanning u_c over de kondensator C varieert. De **duty cycle** δ van de blokspanning is een maat voor de pulsbreedte en is gelijk aan de tijd dat u_o hoog is, gedeeld door de tijd dat u_o laag is, oftewel: $\delta = T1/T2$. Wanneer men nu aan het rekenen slaat, blijkt dat deze duty cycle afhankelijk is van het analoge ingangsignaal u_{in}. Met andere woorden: de pulsbreedte varieert met de ingangsspanning, precies wat we hebben willen. De duty cycle δ blijkt volgens de volgende formule van de ingangsspanning u_{in} af te hangen:

$$\delta = \frac{\ln \frac{a \cdot u_{in} + b}{a \cdot u_{in} + c}}{\ln \frac{a \cdot u_{in} + b}{a \cdot u_{in} + c} + \ln \frac{a \cdot u_{in} - b}{a \cdot u_{in} - c}}$$

met: $a = \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot \frac{1}{U}$;

$$b = \frac{R_a}{R_a + R_b} + \frac{R_c}{R_c + R_d} \;;$$

$$c = \frac{R_a}{R_a + R_b} - \frac{R_c}{R_c + R_d} \;;$$

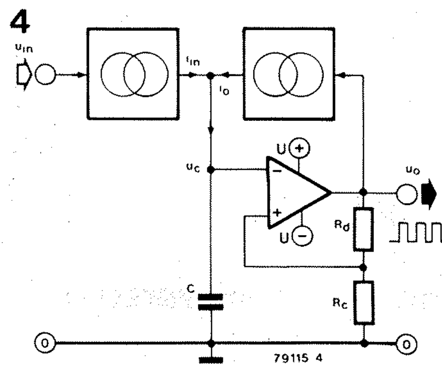
ln x betekent: de natuurlijke logaritme van x
Een niet zo prettige formule, op het eerste gezicht. We zouden graag willen dat de duty cycle lineair afhangt van de ingangsspanning u_{in}, en dat is hier met al die logaritmen helemaal niet het geval.
Er is echter een "truc" mogelijk. Wat we kunnen doen is R_d veel groter kiezen dan R_c; $R_c/(R_c + R_d)$ wordt dan zó klein, dat b en c bijna aan elkaar gelijk zijn. De getallen waarvan we de logaritmen moeten hebben zijn dan vrijwel gelijk aan 1, en die omstandigheden kunnen we logaritmen met grote nauwkeurigheid benaderen met een vorm zonder logaritmen. We slaan een hoop rekenwerk over en laten alleen het resultaat zien:

$$\delta = -\frac{R_b}{2 \cdot R_a \cdot U} u_{in} + \tfrac{1}{2} \qquad (R_d \gg R_c)$$

Dit is precies wat we hebben willen: de duty cycle is nu lineair afhankelijk van de ingangsspanning. Ook is te zien dat de duty cycle gelijk is aan ½ (50%) wanneer het ingangssignaal $u_{in} = 0$ is.

Een praktische uitwerking

In het Elektuurlab werd geprobeerd het bovenstaande idee, dat er op papier erg aantrekkelijk uitziet, in een praktische schakeling te verwezenlijken. Een eerste aanzet is gegeven in figuur 3. De versterker/komparatortrap uit het blokschema wordt gevormd door de CMOS-poortschakelingen en de beide transistoren. De zes inverters N3 . . . N8 zijn parallel geschakeld om van voldoende basisstroom voor de transistoren verzekerd te zijn. De kondensator C uit het blokschema is hier C3. De tegenkoppeling (R_b uit het blokschema) is gerealiseerd met R2; R1 komt overeen met R_a. De meekoppeling, die in het blokschema via R_c en R_d verloopt, blijkt niet zo duidelijk uit het schema van figuur 3, maar is wel degelijk aanwezig. De schakeling oscilleert namelijk op soortgelijke wijze als een gewoon CMOS-oscillatortje, dankzij de vertraging in de CMOS-poorten. P2 dient er voor om de duty cycle van de schakeling bij kortgesloten ingang op 50% af te regelen.
Bij een proefopstelling werkte de schakeling zonder luidspreker bevredigend. Er werd een vervorming gemeten van 2% bij een audio-uitgangssignaal van 6 V toptop. Na het aansluiten van een luidspreker bleek het echter mis te gaan. De vervorming liep toen namelijk op tot een absoluut onaanvaardbare 40%.



Stroombronnen

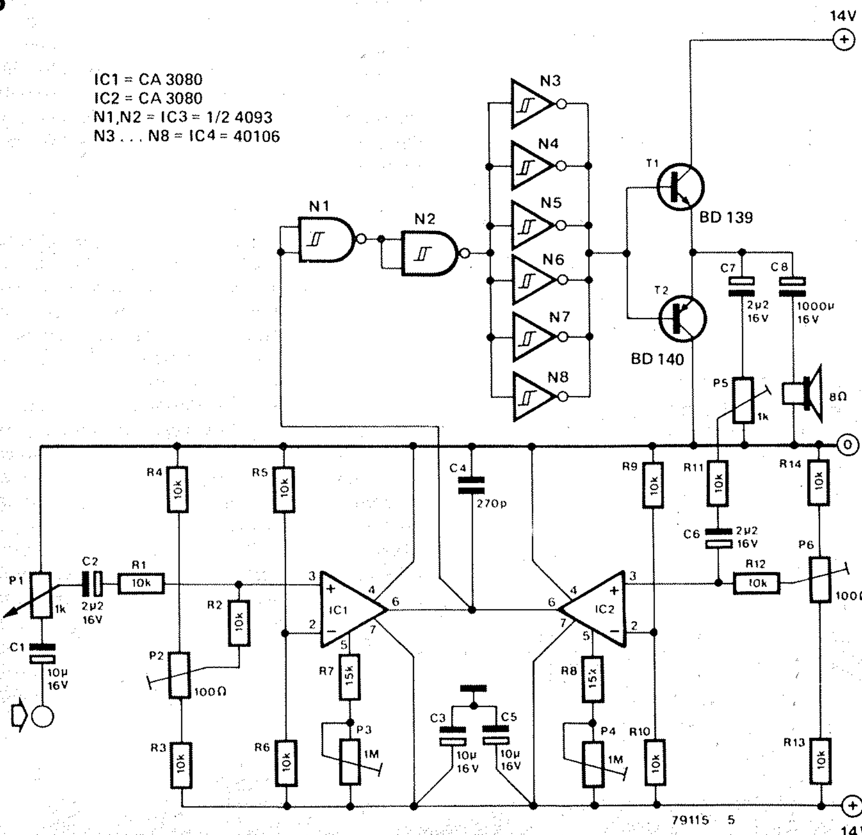
Een verbetering valt er te verwachten wanneer we in het blokschema R_a en R_b vervangen door gestuurde stroombronnen (figuur 4). De kondensator C wordt dan opgeladen en ontladen door stromen die gedurende een schakelperiode als konstant beschouwd kunnen worden. Op langere termijn gezien is de stroom i_{in} recht evenredig met de ingangsspanning u_{in}. i_o is evenredig met het asymmetrisch blokvormige uitgangssignaal u_o; als u_o hoog is, is i_o gelijk aan I, en als u_o laag is, geldt dat $i_o = -$ I.
Via het nodige rekenwerk is aan te tonen dat de duty cycle δ van het uitgangssignaal evenredig is met de ingangsspanning u_{in}. En nu niet alleen bij benadering, maar ècht. Er geldt namelijk:

$$\delta = -\frac{1}{2 \cdot I} \cdot i_{in} + \tfrac{1}{2}$$

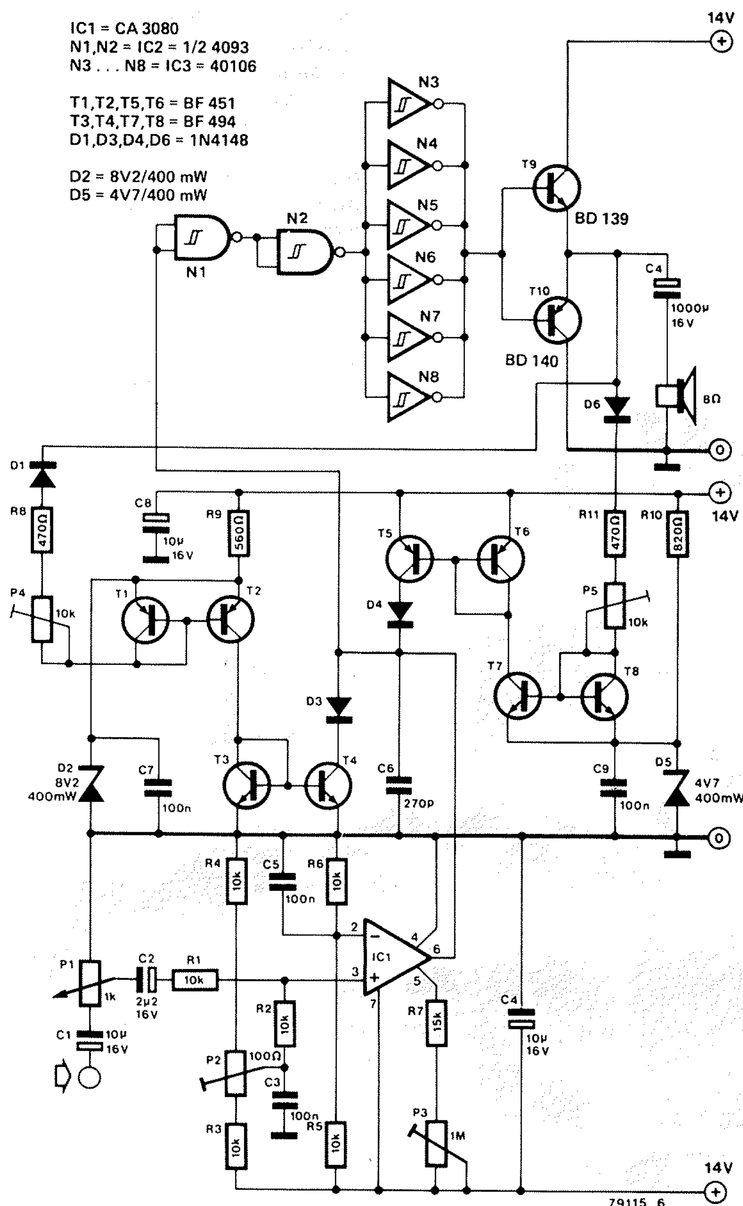
We kunnen dus een gunstig effekt verwachten van de vervanging van de weerstanden door gestuurde stroombronnen.
Zo'n gestuurde stroombron wordt gevormd door de al vaker in Elektuur behandelde **OTA** (operational transconductance amplifier), een speciaal soort opamp. Een kenmerkende eigenschap is dat de uitgang van een OTA geen spanningsbron is, maar een stroombron. De uitgangsimpedantie is dus niet zoals bij de gewone opamp zo laag mogelijk, maar juist zo hoog mogelijk.
Door de vervanging van R1 en R2 door gestuurde stroombronnen wordt de schakeling al aanzienlijk gekompliceerder; dat blijkt wel uit figuur 5. De OTA's leveren een stroom die evenredig is met de spanning tussen hun inverterende en hun niet-inverterende ingang. Om de OTA's goed te laten werken zijn er nogal wat omringende weerstanden nodig. De afregeling van de schakeling verloopt als volgt. Eerst wordt IC1 uit de schakeling verwijderd. Met P4 kan dan de gewenste schakelfrekwentie worden ingesteld (ca. 100 kHz). De duty cycle kan vervolgens met P6 worden afgeregeld op 50%. P5 moet zodanig worden ingesteld dat IC2 niet overstuurd wordt. Nu wordt IC1 weer aangebracht. De stand van P3 bepaalt hoeveel stroom er door IC1 geleverd wordt. De vervorming blijkt het geringste te zijn bij de kleinste instelling van P3 waarbij het geheel nog werkt. Nadat deze instelling is gevonden wordt met P2 de duty cycle weer op 50% afgeregeld.
Deze uitgebreide afregeling bleek helaas nauwelijks de moeite waard te zijn. De vervorming bleef in belaste toestand maar liefst 30% (onbelast evenwel slechts 0,5%).

Overshoot

Een vermoedelijke oorzaak van de enorme vervorming van de tot nu toe bekeken versterkerschakelingen is de **overshoot** van de blokgolf die ontstaat door de induktieve luidsprekerbelasting. De daardoor ontstane spanningspiekjes komen onder nul volt uit en worden dan ook niet goed door IC2 verwerkt. Er werd daarom een schakeling geprobeerd waarin de gestuurde stroombron IC2 vervangen werd door een uit diskrete komponenten opgebouwde "dubbele stroombron", die bij een onder nul volt komen van de blokspanning de kondensator **ont**laadt. Zoals uit figuur 6 wel blijkt is het een tamelijk gekompliceerde schakeling geworden.
De rol van de kondensator C uit het blokschema wordt hier vervuld door C6. De extra toegevoegde stroombron voor het ontladen van de kondensator is opgebouwd met T1 . . . T4. De afregeling gaat in grote trekken op dezelfde manier als bij de vorige schakeling. Eerst wordt IC1 verwijderd. De schakelfrekwentie en de duty cycle kunnen worden afgeregeld met behulp van P4 en P5. De frekwentie wordt veranderd door de stand van P4 en P5 gelijktijdig te veranderen, en de duty cycle door P4 ten opzichte van P5 een andere



6



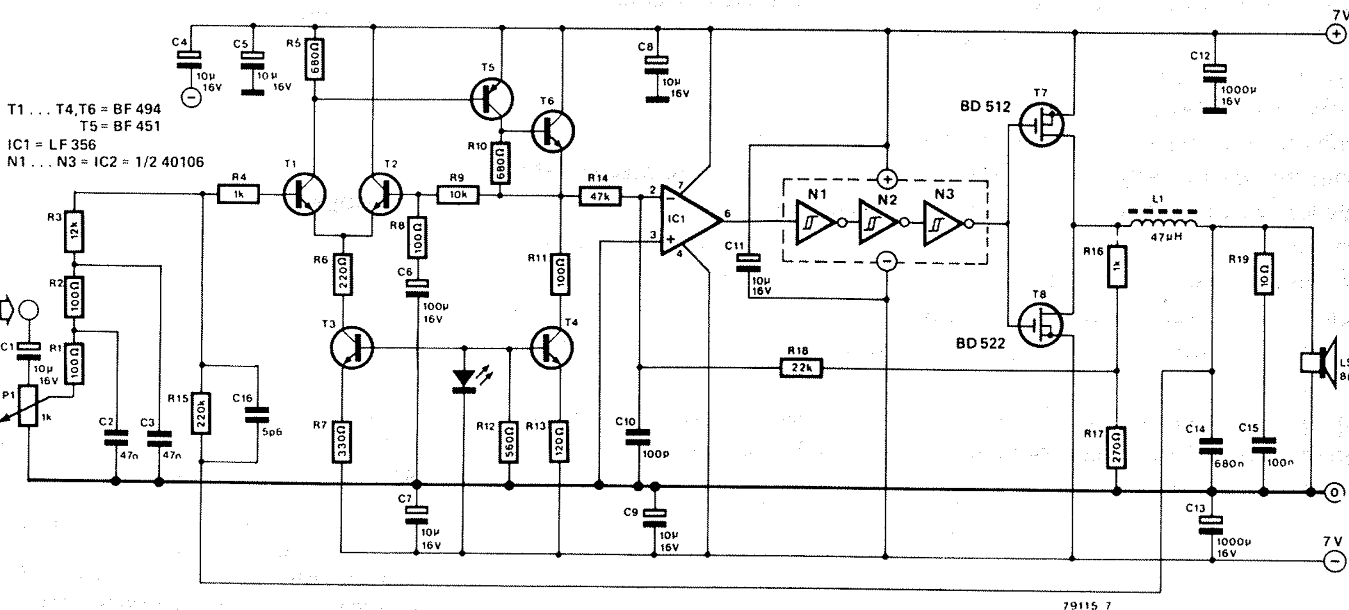
instelling te geven. P2 en P3 worden op dezelfde manier afgeregeld als bij de vorige schakeling.
De schakeling blijkt in belaste vorm een vervorming te vertonen van ca. 5%, zodat er op zijn minst sprake is van een aanzienlijke verbetering. Uiteraard gaat het om een typische laboratoriumschakeling, waarbij de prestatie vooralsnog de ingewikkeldheid niet rechtvaardigt. Dat het principe interessante mogelijkheden biedt is echter wel aangetoond.

Met V-FET's

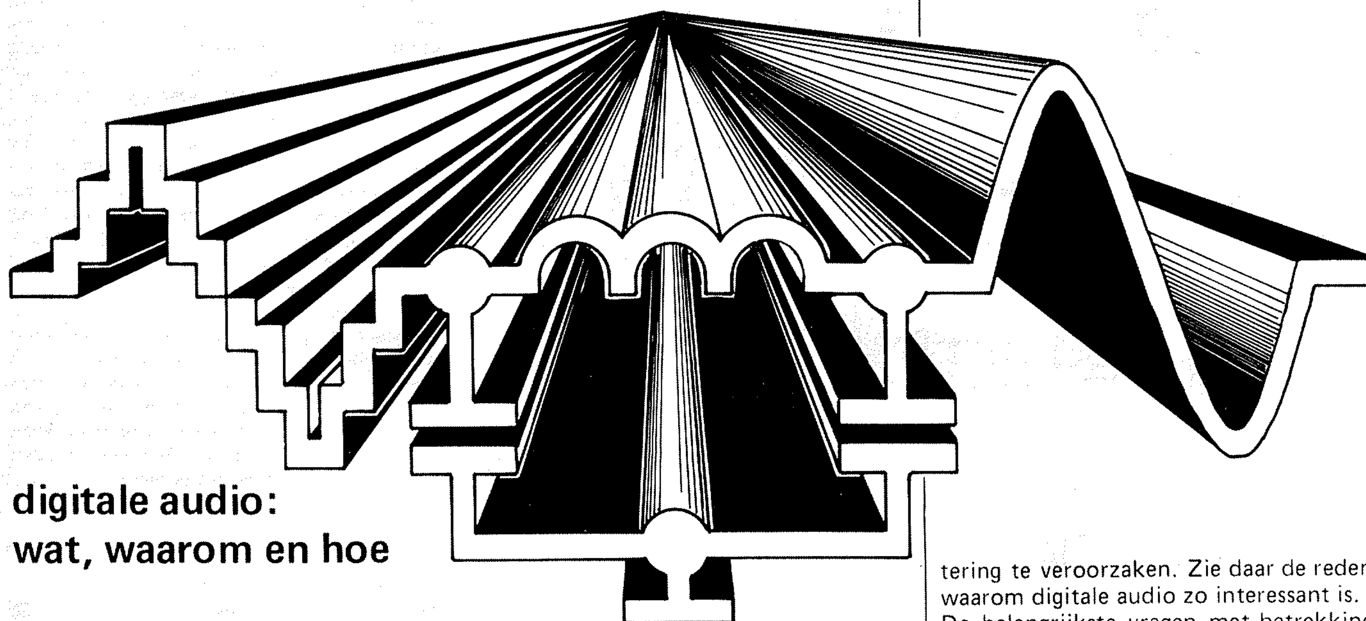
Tenslotte presenteren we hier zonder al te veel kommentaar het resultaat van nog verder laboratoriumonderzoek (figuur 7).
De 14 volt-voeding is hier symmetrisch gemaakt (+7 V en −7 V) en de eindtransistoren, waarvoor tot nu toe gewone bipolaire transistoren waren genomen, zijn vervangen door de veel sneller schakelende V-FET's. De kondensator C uit het oorspronkelijke blokschema (figuur 2a) is in dit schema C10 geworden.
Men ziet dat het idee van de gestuurde stroombronnen in deze schakeling weer verlaten is; wel is er een versterkertrap met diskrete komponenten aangebracht tussen de ingang en C10. De vervorming die door het weglaten van de stroombronnen weer geïntroduceerd wordt is grotendeels teniet gedaan door een over-all tegenkoppeling van het audiosignaal (via R15). Het laagdoorlaatfilter aan de uitgang van de blokgolfgenerator wordt gevormd door de spoel L1 en kondensator C14. Ook het ingangssignaal wordt in een RC-netwerk van zijn hoge frekwenties ontdaan.
De resultaten van deze (nogmaals: experimentele!) schakeling zijn bemoedigend: bij een uitgangsvermogen van omstreeks 1 watt werd een vervorming gemeten van ca. 0,4%. Het is duidelijk dat de hoeveelheid en de aard van de toegepaste elektronica in geen verhouding staan tot dit resultaat, maar de perspektieven lijken gunstig genoeg om de mogelijkheden van het principe verder uit te diepen.

Literatuur:
Audio uit de breedte. Elektuur 182, december 1978, p. 12-32

7



één-nul voor audio



digitale audio: wat, waarom en hoe

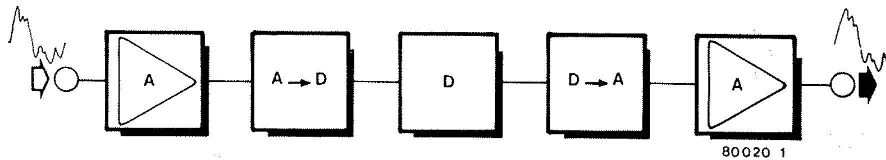
Digitale systemen raken niet gauw verstoord door flinke stoorspanningen; deze moeten al zeer hoog zijn, wil de boodschap (de digitale informatie) de mist in gaan. Dit in tegenstelling tot analoge systemen. De grote vooruitgang die de digitale technologie de laatste jaren heeft doorgemaakt heeft ontwerpers op het tot nu toe bij uitstek analoge audio-gebied ertoe gedwongen om niet bij voorbaat voorbij te gaan aan de mogelijkheden die hun digitale konfraters te bieden hebben. De komst van digitale audio heeft voor nogal wat verrassingen gezorgd in beide kampen: "digitale" ontwerpers ontdekten dat men werkelijk tot het uiterste moest gaan om de konventionele (lees: analoge) kwaliteitsstandaard voor audio-apparatuur te halen. Daarentegen waren "analoge" ontwerpers verrast bij de ontdekking dat digitale apparatuur zo goed kan klinken.
Dit verhaal gaat over deze verrassingen. Waarom kan het digitaal zo goed werken? En: waarom levert de praktische verwezenlijking zoveel moeilijkheden?

Er zijn fundamentele verschillen tussen digitale en analoge systemen. Een analoge schakeling kan makkelijk uit de voeten met een kontinu variërende signaalspanning, die ligt tussen een bepaalde maximum- en minimumwaarde. Er wordt een beetje vervorming toegevoegd en een beetje ruis. Die ruis is er praktisch niet meer uit te halen en hoe meer schakelingen door het signaal worden doorlopen, des te sterker de ruis en des te slechter de signaalkwaliteit.
In een digitaal systeem is voor een dergelijk signaal een *databus* nodig met 12 à 16 lijnen (bits). De kwaliteit gaat echter nu niet achteruit onder invloed van het aantal digitale schakelingen dat wordt doorlopen. Een digitaal systeem moet zeer geraffineerd in elkaar zitten, wil de kwaliteit gelijk zijn aan die van een overeenkomstig analoog systeem, maar signaalbehandeling en -opslag hoeven geen verdere kwaliteitsverslechtering te veroorzaken. Zie daar de reden waarom digitale audio zo interessant is.
De belangrijkste vragen met betrekking tot digitale audio zullen nu duidelijk zijn: hoe kan digitale technologie worden gebruikt voor audio-toepassingen; hoe zit het met de kwaliteit, in teorie en praktijk; wat gaat het kosten? De antwoorden hangen zeer sterk af van een zeer essentieel onderdeel: de analoog-digitaal-omzetter.

Analoog-digitaalomzetting

Een digitaal audiosysteem valt uiteen in vijf blokken (figuur 1): analoge ingangsschakeling, analoog-digitaalomzetter, schakelingen voor digitale bewerking en/of opslag, digitaal-analoogomzetter en analoge uitgangsschakeling. De omzetters verzorgen de vertaling van de ene naar de andere gedaante (digitaal of analoog) van het signaal. In digitale vorm bestaat het signaal uit een reeks van (digitale) woorden. De woorden zijn altijd van de zelfde lengte; de letters bestaan uit bits, die de waarde 0 of 1 hebben. Elk woord vertegenwoordigt de waarde van één bepaalde analoge spanning op één bepaald moment.
Een analoog signaal kan letterlijk elk

1



Figuur 1. In een digitaal audio-systeem wordt de analoge ingangstrap (A) gevolgd door een analoog-digitaalomzetter (A → D). Het signaal kan dan digitaal (D) worden bewerkt, verder geleid of opgeslagen. Een digitaal-analoogomzetter (D → A) en een analoge uitgangsschakeling kompleteren het geheel.

nivo aannemen dat is gelegen tussen twee uiterste waarden: 0,12345 V is ietsje minder dan 0,12346 V en 0,123455 V zit er tussen. In de praktijk is de nauwkeurigheid waarmee een analoog nivo zinvol kan worden gedefinieerd, begrensd. Oorzaak: een onvermijdelijk analoog verschijnsel: ruis. Stel dat de ruis 0,0001 V sterk is. Dan is het verschil tussen de drie eerder gegeven spanningen gemaskeerd door de ruis, het gaat de mist in; een werkelijk nivo van 0,1234000 V kan worden geïnterpreteerd als elk nivo tussen 0,1233 V en 0,1235 V. Om dezelfde redenen kan een uitgangssignaal van exakt 0,1234 V worden verkregen uit ingangsspanningen tussen 0,1233 en 0,1235 V.

Iets dergelijks gebeurt in een digitaal systeem — maar dan om heel andere redenen. In een digitaal systeem is het aantal onderling verschillende woorden, waarmee een nivo wordt aangegeven beperkt. In een 12-bit-systeem variëren de binaire getallen (gevormd door de woorden) van 000 000 000 000 tot 111 111 111 111.

Totaal $2^{12} = 4096$ verschillende getallen. Er kunnen daarom maar 4096 verschillende nivo's als zodanig worden geïnterpreteerd door het digitale systeem. Beduidend minder dus dan de oneindig veel mogelijkheden in een analoog systeem!

De enige oplossing is om het analoge signaalbereik op te delen in een aantal stukjes dat overeenkomt met het maximale aantal verschillende woorden. Bij een analoog spanningsbereik van −2 naar +2 V en een 12-bits systeem is het bereik opgedeeld in stapjes van ongeveer 1 mV. Ingangsspanningen, liggend tussen 1,022 en 1,023 V worden dan bijvoorbeeld gerepresenteerd door het woord 001 111 111 110 (de binaire kode van het getal 1022). Dit proces van opdelen in stukjes heet *kwantisering;* de ontstane onnauwkeurigheid (fout) als gevolg hiervan wordt *kwantiseringsfout* genoemd, of ook wel *kwantiseringsruis,* omdat het hoorbare gevolg van de kwantisering erg veel lijkt op ruis. Hoewel: er zijn gevallen waar het erger klinkt dan ruis . . .

Na het spanningselement van de omzetting nu het tijdselement. De in een woord uitgedrukte spanningswaarde betreft een bepaalde momentopname (bemonsteren, "sampling"). De spanning kan vlak voor of na het tijdstip van momentopname sterk verschillen van de waarde *op* dat tijdstip. Men zou dus op grond van vage intuïtie kunnen beweren dat er iets fout gaat. Gelukkig is dit niet waar. Kiest men de tijd tussen twee opnamen maar kort genoeg (lees: een voldoend hoge sample-frekwentie) dan gaat er door het bemonsteren geen informatie verloren en kan het oorspronkelijke analoge signaal weer worden gerekonstrueerd (D/A-omzetting).

In teorie moet de sample-frekwentie minstens twee maal zo hoog zijn als de hoogst voorkomende signaalfrekwentie (het analoge signaal moet dus bandbegrensd zijn). Bijvoorbeeld: Een audiosysteem met een bandbreedte van 20 . . . 20.000 Hz vereist een sample-frekwentie van minstens 40.000 Hz. In de praktijk is een hogere sample-frekwentie vereist om allerlei "smerige" effekten te voorkomen. We hebben het daar nog uitgebreid over.

Een blokschema

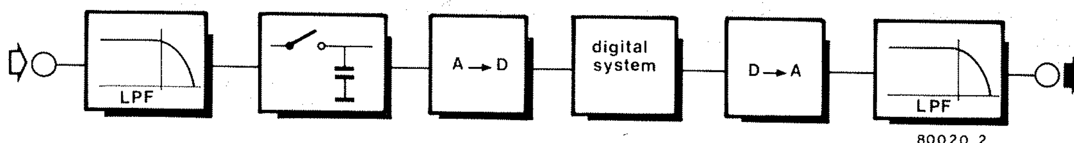
De grondslagen van een digitaal audiosysteem kunnen nu in een blokschema, dat van figuur 2, worden gegoten. Het ingangssignaal ondergaat eerst een filtering, waarbij alle signaalkomponenten met een frekwentie hoger dan de halve sample-frekwentie worden verwijderd. Vervolgens wordt het signaal bemonsterd: het signaalnivo wordt gemeten en de gemeten waarde opgeslagen, bewaard tot het tijdstip van de volgende momentopname, die een sample-periode later plaatsvindt. Bij een sample-frekwentie van 40 kHz bijvoorbeeld wordt er elke 25 µs een monster getrokken.

Vervolgens vindt de vertaling plaats in een digitaal woord. Met als resultaat een "woordenstroom" van opeenvolgende verschillende digitale woorden. Praktische problemen daargelaten heeft het signaal nu alle blokken doorlopen, die teoretisch van invloed zijn op de kwaliteit van het signaal: het laagdoorlaatfilter vanwege de bandbreedtebeperking en de D/A-omzetting met bijbehorende kwantiseringsfout.

Er is dus een digitaal signaal (woordenstroom), met één groot voordeel: het verdraagt een zeer grote mate van "mishandeling" zonder dat de woordinformatie wordt verminkt. Het digitale signaal kan op tape worden gezet, over lange leidingen worden getransporteerd en er kan naar hartelust worden gemanipuleerd met de sample-frekwentie. Het eindresultaat is nog altijd goed genoeg om na D/A-omzetting en laagdoorlaatfiltering een prima analoog uitgangssignaal te krijgen.

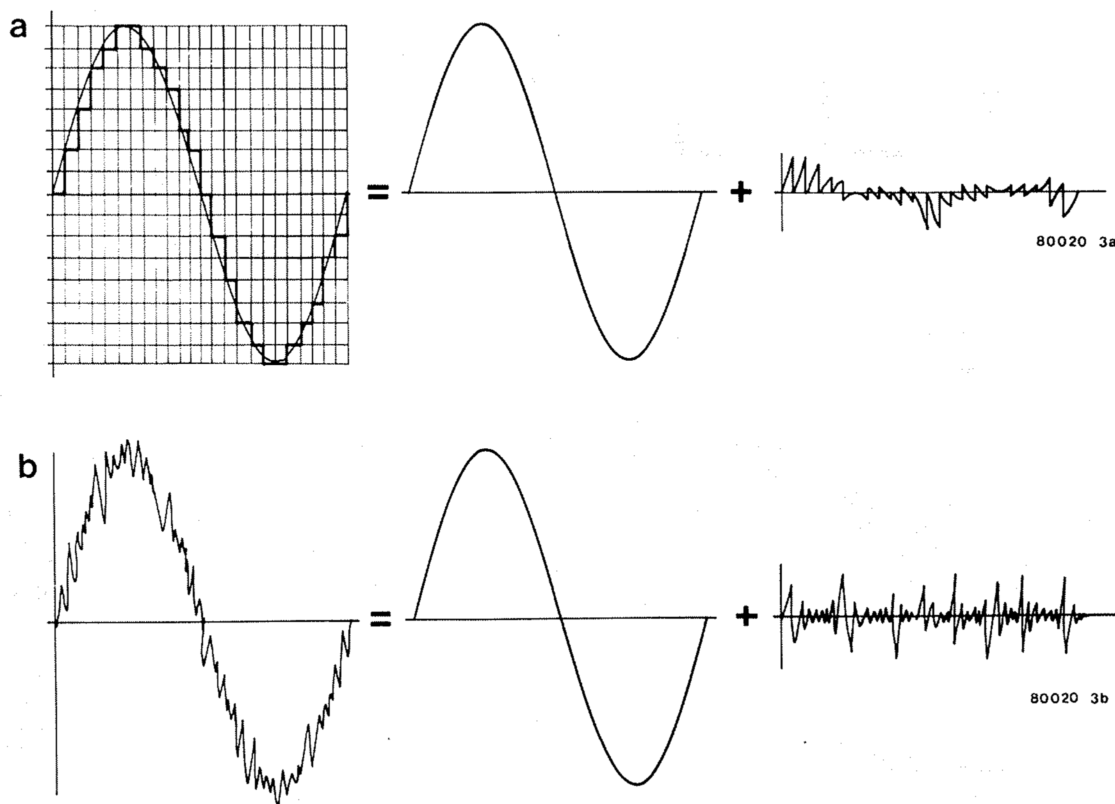
Het zal hopelijk duidelijk zijn dat het analoge uitgangssignaal nooit identiek

2



Figuur 2. Blokschema van een kompleet digitaal audio-systeem. Om de mogelijkheden van het "digital system" optimaal uit te buiten (signaalvertraging, -transmissie, -opslag of andere manipulatie) moeten de andere vijf blokken worden toegevoegd. Dat is jammer, want ze introduceren weer vervorming, ruis en andere verminkingen.

3



Figuur 3a. Het uitgangssignaal van een 4-bits-systeem komt overeen met het bedoelde (sinusvormige) signaal plus een foutsignaal.
Figuur 3b. Een normaal audio-signaal bestaat uit de bedoelde sinus plus ruis.

kan zijn aan het oorspronkelijke ingangssignaal, al is het alleen al om de kwantisering. En over allerlei praktische voetangels en klemmen hebben we het dan nog niet.

Kwantiseringsruis

Als de ingang wordt gestuurd met een sterk spraak- of muzieksignaal lijkt het hoorbare gevolg van de kwantisering erg veel op witte ruis. De schijnbare signaal-ruisverhouding wordt bepaald door het aantal gebiedjes waarin het analoge spanningsgebied is opgedeeld en hangt dus samen met het aantal bits (de woordlengte) van het systeem. Een en ander is geïllustreerd in figuur 3.

Figuur 3a toont het uitgangssignaal van een 4-bits-systeem, waarin sprake is van $2^4 = 16$ verschillende spanningsnivo's. Het signaal bestaat uit een mengsel van het oorspronkelijke analoge signaal en een ongewenst, doch onvermijdelijk foutsignaal. Figuur 3b geeft het resultaat van het toevoegen van "gewone" ruis aan hetzelfde analoge signaal.

Wordt de woordlengte met 1 bit vergroot, dan verdubbelt het beschikbare aantal spanningsnivo's en wordt de amplitude van de foutspanning gehalveerd. Een verbetering dus van de signaal-kwantiseringsruisverhouding van 6 dB. Het is daarom dan ook redelijk om aan te nemen (meer dan dat: het is wiskundig te bewijzen), dat de signaal-kwantiseringsruisverhouding gelijk is aan 6 dB maal het aantal bits. Dus 72 dB voor een 12-bits systeem.

Tweeënzeventig dB is niet gek, dus een twaalfbitssysteem zou goed genoeg zijn voor de meeste toepassingen. En moet het nog beter, dan gewoon een bitje toevoegen voor elke 6 dB verbetering in signaal-ruis die men wenst. Helaas ligt het allemaal niet zo simpel.

Om te beginnen zijn die extra bits duur. Dat zal duidelijk worden als we het twaalfbitssysteem eens nader onder de loep nemen. Er zijn 4096 verschillende nivo's mogelijk. Het eerste bit van het woord, het "Most Significant Bit" oftewel het zwaarst wegende bit, legt vast of signaalnivo ligt in het gebied 0 . . . 2,047 danwel 2,048 . . . 4,096. Het laatste bit, het "Least Significant Bit" oftewel minst zwaarwegende bit, komt overeen met een nivostap tussen twee elkaar opeenvolgende nivo's, bijvoorbeeld tussen 1236 en 1237. Met andere woorden: de nivostap, behorend bij het eerste bit is een dikke 2000 maal zo groot als die behorend bij het laatste bit. Wil het laatste bit enige zin hebben dan moet de nivostap van het eerste bit binnen een tweeduizendste (½ promille) nauwkeurig zijn. Van 1%-komponenten gebruik maken? Vergeet het maar! Om het nog erger te maken: de omzetting moet niet alleen nauwkeurig maar ook nog snel gebeuren. En kombinaties van snelheid en nauwkeurigheid zijn zeldzaam. Trouwens, niet alleen in de elektronica.

Voor een zestienbitssysteem is een nauwkeurigheid van beter dan $15 \cdot 10^{-6}$ nodig . . . en dat vijftigduizend keer per sekonde! Op zo'n manier zijn we aardig bezig om de grenzen van de huidige technologische mogelijkheden te overschrijden.

En het is nóg erger. Het zes-dB-per-bit-regeltje voor de signaal-ruisverhouding gaat in de praktijk niet op. Ruwweg is voor een digitaal weergavesysteem één bit meer nodig en voor een opname/weergavesysteem twee bits. De extra bits zijn nodig om het hoofd te bieden aan allerlei vervelende neveneffekten van het kwantiseringsproces.

Kwantiseringsnarigheden

De eerder genoemde kwantiseringsruis klinkt net zo als witte ruis, waarbij de signaal-kwantiseringsruisafstand toeneemt met 6 dB per bit. Er zijn echter nog een paar ruis- en vervormingsmechanismen die de zaak verslechteren.

Kwantiseringsvervorming.

Neem een sinusvormig signaal met een piekwaarde die kleiner is dan het verschil tussen twee opeenvolgende nivo's (figuur 4). Omdat slechts één nivo wordt overschreden kent het uitgangssignaal slechts twee waarden. Dit is de bekende blokgolf die je ook krijgt bij fors clippen. De kwantiseringsfout leidt

hier tot vervorming van de ergste soort, namelijk een soort crossover-vervorming.

Oversturingsruis

Ging het hierboven om het effekt van ondersturing, oversturing is ook al niet goed. Op alle tijdstippen dat het bemonsterde analoge signaal boven het hoogste nivo ligt wordt het signaal gecodeerd met de kode van het hoogste nivo, dus bijvoorbeeld 111 111 111 in een twaalfbitssysteem. Ook hier ontstaat vervorming: er worden de nodige harmonischen aan het signaal toegevoegd. Zolang de harmonischen binnen de bandbreedte van het systeem liggen, dus in frekwentie lager liggen dan de halve bemonsterfrekwentie, is er "alleen maar" sprake van vervorming. Het gaat werkelijk helemaal goed fout als de harmonischen boven de halve bemonsterfrekwentie liggen. Het probleem is dat dan deze harmonischen ook worden bemonsterd, hetgeen naast een somfrekwentie een hoorbare verschilfrekwentie oplevert.
Een voorbeeld. Een sinus van 9½ kHz wordt toegevoerd aan een digitaal systeem met een bemonsterfrekwentie van 50 kHz. Distortie als gevolg van de kwantisering kan harmonischen opleveren met frekwenties van 19, 28½ . . . 47½, 57 kHz, enzovoorts. Verschilfrekwenties: 2½, 7 kHz en hoger; deze blijven in het analoge uitgangssignaal zitten na passage van het tweede laagdoorlaatfilter.
Dit type foutsignaal is ruis noch vervorming in de analoge zin van het woord, omdat de nieuwe frekwenties in geen harmonisch verband staan tot het oorspronkelijke signaal. Vandaar dat e.e.a. veel irriterender is dan ruis of vervorming. Het effekt staat ook wel bekend onder de naam "granulation noise" ("schuurpapier-ruis"), omdat het op de oren overkomt als het overelkaar schuiven van twee velletjes schuurpapier. In sommige gevallen kunnen de verschiltonen snel door de doorlaatband "fietsen", hetgeen een soort zingende vogeltjes ("birdies") oplevert.

Modulatieruis.

Alle tot nu toe behandelde effekten zijn inherent aan digitale systemen; ze zijn teoretisch te voorspellen. Daarnaast ontstaan er in praktische systemen nog andere fouten. Voor meer details hierover wordt verwezen naar de literatuur. Hier kan worden volstaan met de opmerking dat in het algemeen de ruis afhangt van de sterkte van het analoge signaal, hetgeen modulatieruis oplevert.

Kompensatieruis

Alle tot nu toe behandelde effekten hebben een ding gemeen: ze zijn allemaal irriterender en klinken minder plezierig dan witte ruis. Subjektieve tests tonen aan dat de irritatie overeenkomt met een 6 . . . 12 dB lagere signaal-ruisverhouding. Dus een twaalfbitsysteem met 72 dB S/N (gemeten) zal ongeveer net zo goed klinken als een rechttoerechtaan-analoog systeem met een S/N van 60 . . . 66 dB.
Het toevoegen van een paar bits is teoretisch een prima oplossing maar wat de extra kosten betreft niet.
Er is een alternatieve oplossing. Voeg een beetje witte ruis toe aan het analoge ingangssignaal. De piek-piek-amplitude van dit zogenaamde "dither"-signaal moet ongeveer gelijk zijn aan de minimale stapgrootte. Via de nodige wiskundige exercities kan men aantonen dat de irritaties zijn verdwenen en dat de signaal-ruisverhouding nu slechts met 2 . . . 4 dB verslechtert. Het twaalfbitssysteem van daarnet krijgt dan een effektieve S/N van 68 . . . 70 dB.
Een praktische vuistregel voor het bepalen van de signaal-ruisverhouding is dat één bit noodzakelijk is om de hinderlijke effekten van kwantiseringsruis te verminderen. Voor een 16-bitssysteem geldt dus een S/N van minstens 15 x 6 = 90 dB; het kan dan nog een paar dB beter zijn.

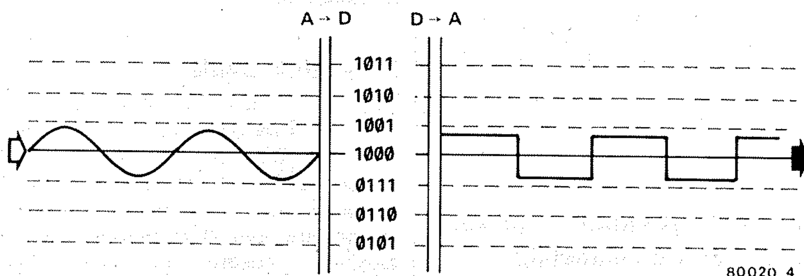
Oversturing

Er is al op gewezen dat oversturing leidt tot nog veel vervelendere effekten dan alleen maar harmonische vervorming. Om dit te voorkomen moet het analoge signaal worden begrensd voordat het het ingangslaagdoorlaatfilter in gaat. In een weergavesysteem (bijvoorbeeld de Philips Compact Disc) kan het maximale programmanivo worden vastgesteld voordat het programma wordt opgenomen; hier is begrenzen meer een kwestie van nivoregelaars goed instellen. In de meeste gevallen is het echter veiliger om een begrenzer ("limiter") voor het laagdoorlaatfilter te plaatsen. Het clipnivo van de begrenzer moet ongeveer 3 dB lager liggen dan het maximale signaalnivo dat het digitale systeem kan verwerken, teneinde er absoluut zeker van te zijn dat oversturing niet voorkomt. Het digitale systeem moet dus een 3 dB grotere uitsturingsruimte bezitten dan strikt nodig; hiermee is één bit gemoeid (3 dB komt overeen met een halve bit, maar halve bits bestaan helaas niet).
Het vuistregeltje komt er nu als volgt uit te zien: als het "dynamisch bereik" van een digitaal audiosysteem wordt gedefinieerd als het aantal dB's verschil tussen het maximale ingangsnivo en het effektieve ruisnivo, is dit dynamische bereik voor weergavesystemen gelijk aan (aantal bits min één) maal zes dB, en voor opname/weergavesystemen (aantal bits min twee) maal zes dB. Daarbij zijn in het eerste geval door zorgvuldig ontwerpen nog 1 à 2 dB te verdienen en in het tweede geval 4 à 5 dB.
Dit betekent dat als er met een digitale bandrecorder wordt geadverteerd met uitspraken als "16 bitssysteem" en "dynamisch bereik 86 dB", een en ander best wel eens zou kunnen kloppen. Wordt daarentegen een dynamisch bereik van 96 dB geclaimd, dan moet deze opgave naar het rijk der fabelen worden verwezen (en komt de folder neer op een soort fabeltjeskrant).

Digitaal koffiedik

Het staat nu al vast dat digitale audio een blijvertje gaat worden. Het dubbele voordeel van een gegarandeerd hoge weergavekwaliteit en betrouwbaarheid is te belangrijk om te worden genegeerd. De in dit artikel genoemde praktische problemen oplossen is een kwestie van tijd. Naarmate de digitale technieken verder verbeteren en de prijzen zakken ligt het in de lijn der verwachting dat digitale audio gaandeweg de audiomarkt zal infiltreren totdat zelfs de goedkoopste apparaten "digitaal gegaan" zijn. Het is niet moeilijk om in de naaste toekomst een tijdstip te voorspellen dat de goeie ouwe langspeelplaat wordt vervangen door een PLOM, een Play Only Memory op een chip. Zeg maar een ROM waar muziek in zit.

4



Figuur 4. Kwantiseringsfouten kunnen leiden tot vervorming van de ergste soort. Hier zijn maatregelen nodig, bijvoorbeeld het toevoegen van een "dither"-signaal.

Verder lezen:
"Digitization of Audio: A Comprehensive Examination of Theory, Implementation, and Current Practice", Barry A. Blesser, *Journal of the Audio Engineering Society*, October 1978, Volume 26, Number 10, Pages 739 . . . 771.
(Van harte aanbevolen!)

gate-dipper

resonantiefrekwenties van LC-kringen in een wip bepaald

Bij het afregelen van afstemkringen in HF-schakelingen komt nogal wat dure apparatuur te pas. Niet ieder elektronicus kan zich dergelijke kostbaarheden veroorloven. Het kan echter ook eenvoudiger en goedkoper. Met een gate-dipper is dit klusje in een wip gebeurd. De gate-dipper is dan ook het apparaat dat zeker niet in het meetarsenaal van de elektronica-hobbyist mag ontbreken.

Een gate-dipper (in het buizentijdperk nog grid-dipper genoemd) is een handig apparaatje waarmee men op een eenvoudige wijze de resonantiefrekwentie van afstemkringen in HF-schakelingen kan bepalen zonder de noodzaak galvanische verbindingen te moeten aanbrengen. Het bepalen van de resonantiefrekwentie gaat als volgt:
De dipper beschikt over een spoel, welke deel uitmaakt van een in frekwentie regelbare oscillator. Deze spoel wordt in de buurt van de te meten LC-parallelkring gehouden (de schakeling waarin deze kring zich bevindt, staat tijdens de meting buiten werking). Ook LC-seriekringen kunnen gemeten worden. Deze dienen kortgesloten te worden zodat een parallelkring ontstaat. Tussen de spoel van de gate-dipper en die uit de kring bestaat een magnetische koppeling. Naarmate de frekwentie van de dipper de resonantiefrekwentie van de passieve kring meer benadert, zal de oscillator meer belast (gedempt) worden. Een metertje wijst dit aan. Is de uitslag maximaal, dan bevindt de kring zich in de resonantietoestand en de frekwentie kan op een geijkte schaal afgelezen worden.
In de hier beschreven gate-dipper is gebruik gemaakt van een zogenaamde lambda-diode.

De lambda-diode

Velen onder u zullen nog nooit van een lambda-diode gehoord hebben; vandaar dat we deze komponent wat nader zullen bekijken. Misschien wel eens gehoord van een tunnel-diode? Het bijzondere aan deze diode is dat een bepaald gedeelte van zijn stroom-spanning-karakteristiek een negatieve wisselstroom-weerstand (differentiële weerstand) vertoont. Deze eigenschap werd reeds in 1957 ontdekt door Dr. Leo Esaki. Negatieve weerstand, een

vreemd begrip misschien aangezien we normaliter alleen maar spreken over (positieve) weerstand. Positieve of "gewone" weerstand zorgt voor een evenredig verband tussen stroom en spanning. Verhoogt men de spanning over de weerstand, dan neemt de stroom toe. Een negatieve weerstand daarentegen resulteert in een omgekeerde evenredigheid tussen stroom en spanning; zakt de spanning dan neemt de stroom toe.
In figuur 1 is de karakteristiek van een tunnel-diode gegeven. In het gebied −r is de wisselstroom-weerstand van de tunnel-diode negatief. Dit is als volgt in te zien: Neem aan dat de diode ingesteld is in punt P. Verhogen we de spanning met de waarde △U, dan neemt de stroom met een waarde △I af, m.a.w. er wordt een negatieve waarde (−△I) aan de stroom toegevoegd.
De wisselstroom-weerstand is dan:

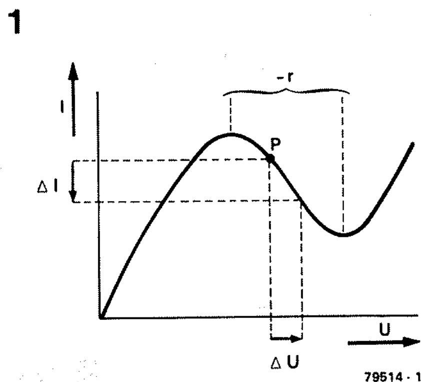
$$r = \frac{\Delta U}{-\Delta I}$$

of:

$$-r = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

De negatieve (differentiële) weerstand is minimaal in dat punt waar de karakteristiek het meest vertikaal loopt. In dit punt is het effekt van de negatieve weerstand dus het grootst.
De vraag is nu: Wat kunnen we met een negatieve weerstand doen? Goed beschouwd is zo'n negatieve weerstand het tegenovergestelde van een positieve weerstand en is dus een aktief element.

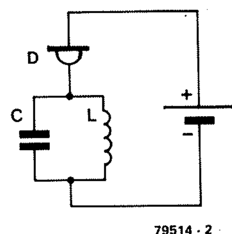
1



Figuur 1. Een tunnel-diode vertoont een eigenaardige karakteristiek. In een bepaald gebied is de wisselstroomweerstand negatief. In dit gebied gedraagt de tunnel-diode zich als een aktief element.

Men zou er een oscillator mee kunnen maken. En dat is ook het belangrijkste toepassingsgebied van de tunnel-diode. Figuur 2 toont een eenvoudig voorbeeld van een tunnel-diode-oscillator. De gemiddelde stroom door de tunnel-diode stelt zich automatisch zo in dat het effekt van de negatieve weerstand maximaal is (dus in het meest vertikale gedeelte van het negatieve weerstandsgebied). Positieve eigenschappen van tunnel-diode-oscillatoren zijn o.a. een geringe vermogenskonsumptie, een goede frekwentiestabiliteit en, last but not least, de eenvoudige opzet van de schakelingen. Door de opkomst van FET's zijn ontwerpen mogelijk geworden met nog betere resultaten; vandaar dat de tunnel-diode tegenwoordig vrijwel niet meer toegepast wordt. Deze ontwerpen zijn echter wel gekompliceerder van opzet. Voor vele ontwerpers reden genoeg om naar een eenvoudiger alternatief te zoeken. Het resultaat van dit streven naar perfektie is de lambda-diode. Deze diode bestaat uit een N- en een P-channel-FET (zie figuur 3) en vertoont tussen de anode en de katode vrijwel dezelfde weerstandskarakteristiek als de tunnel-diode. Ook de lambda-diode kan dus als aktief element in oscillatoren toegepast worden. Een voorbeeld hiervan is de oscillator van de gate-dipper.

2

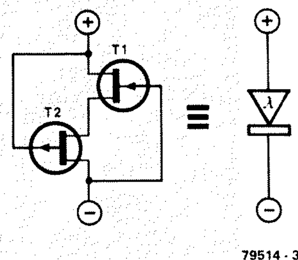


Figuur 2. Slechts enkele komponenten zijn nodig om een tunnel-diode-oscillator te konstrueren. De eenvoud van de schakeling is kenmerkend voor dit soort oscillatoren.

De gate-dipper

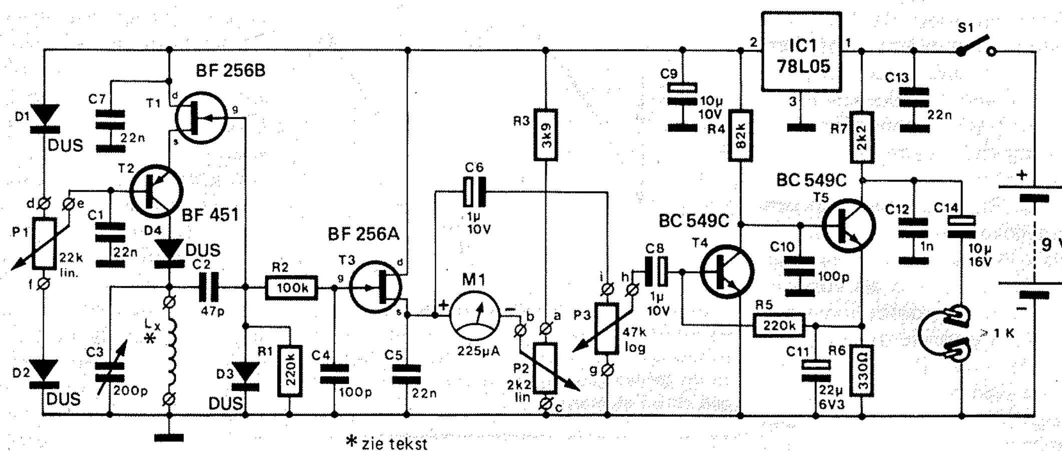
In figuur 4 is het schema van de gate-dipper te zien. Door toepassing van een spanningsstabilisator (IC1) kan de schakeling uit een 9 V-batterij gevoed worden, hetgeen in vergelijking met een netvoeding praktische voordelen biedt. De lambda-diode wordt gevormd door de FET T1 en de transistor T2. Weliswaar een iets andere konfiguratie dan die uit figuur 3, voor wisselstromen gezien toch hetzelfde. Aangezien de meeste P-channel-FET's een relatief lage steilheid bezitten, is hier gebruik gemaakt van een transistor als vervanging. De oscillatorkring bestaat uit een vaste zelfinduktie L_X en een variabele kondensator C3 waarmee de frekwentie geregeld kan worden. Met P1 wordt de lambda-diode ergens in het negatieve weerstandsgebied ingesteld. De dioden D1 en D2 zorgen voor een gunstige begrenzing van het regelgebied.
De kombinatie R1, D3 en C2 stelt een gelijkrichter voor. De oscillatorspanning wordt door de diode D3 gelijkgericht. Over D3 staat een negatieve gelijkspanning (L_X kan voor gelijkstroom als een kortsluiting beschouwd worden) die als regelspanning voor de lambda-diode dient (via de gate van T1). Via een afvlakcircuit R2-C4 wordt deze spanning naar de als source-volger geschakelde FET T3 gevoerd. De potmeter P2 is zo ingesteld dat de meter ongeveer op nul staat. Brengt men nu de spoel L_X in de buurt van de te meten passieve kring en varieert men met C3 de frekwentie, dan zal de negatieve spanning over D3 afnemen naarmate de demping, veroorzaakt door het energieverlies in de kring, toeneemt. Een afname van de negatieve spanning doet de source van T3 in potentiaal stijgen, waardoor de meter uitslaat. Is de uitslag maximaal, dan is de waarde van C3 een maat voor de resonantiefrekwentie van de kring. Het is dus zaak C3 zo in te stellen dat, in tegenstelling tot andere dippers, de meteruitslag maximaal is.
Met de gate-dipper kan men ook een oscillator op zijn werking kontroleren. Ook hierbij brengt men de spoel van de dipper in de buurt van de oscillatorkring. Tussen de frekwenties van beide oscillatoren ontstaat dan interferentie. Een juiste instelling van C3 levert hoorbare verschilfrekwenties op. Deze relatief lage frekwenties worden niet voldoende afgevlakt en verschijnen daardoor op de source van T3. Dit signaal wordt naar een eindversterker toegevoerd, welke is opgebouwd rondom T4 en T5. Via een koptelefoon kunnen de interferentietonen hoorbaar gemaakt worden. Potmeter P3 dient hierbij als volumeregelaar.
Bij het kontroleren van afgestemde kringen in ontvangers kan bij een juiste afregeling van de dipper-oscillator (op zero beat) zelfs het HF-signaal volgens

3



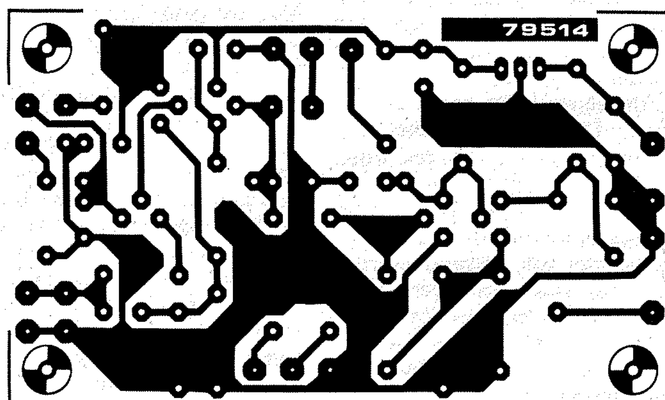
Figuur 3. Knoopt men een P- en een N-channel-FET op deze manier aan elkaar, dan ontstaat een zogenaamde lambda-diode. Deze diode vertoont een gelijke weerstandskarakteristiek als de tunnel-diode.

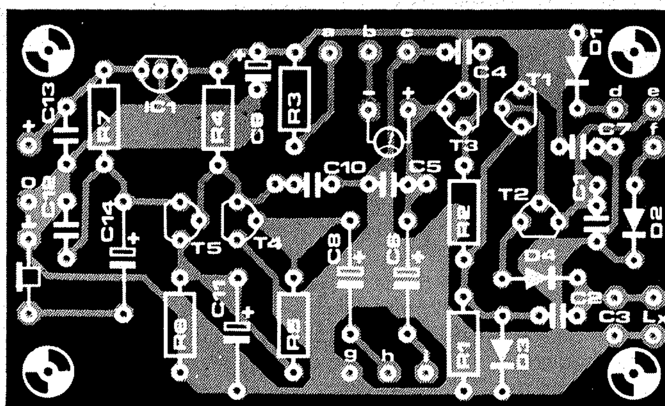
4



Figuur 4. Het komplete schema van de gate-dipper. De FET T1 en de transistor T2 vormen de lambda-diode. Op het eerste gezicht lijkt deze konfiguratie niet op die uit figuur 3. Voor wisselstroom gezien is de basis van T2 met de drain van T1 verbonden en de gate van T1 met de kollektor van T2. Het wisselstroomvervangingsschema stemt dus wel overeen met de konfiguratie van een lambda-diode, zij het dan dat in dit ontwerp een FET vervangen is door een transistor.

5





Onderdelenlijst

Weerstanden:
R1,R5 = 220 k
R2 = 100 k
R3 = 3k9
R4 = 82 k
R6 = 330 Ω
R7 = 2k2
P1 = 22 k lin.
P2 = 2k2 lin.
P3 = 47 k log.

Kondensatoren:
C1,C5,C7,C13 = 22 n
C2 = 47 p
C3 = 200 p variabel
C4 = 100 p
C6,C8 = 1 µ/10 V
C9 = 10 µ/10 V tantaal
C10 = 100 p
C11 = 22 µ/6,3 V
C12 = 1 n
C14 = 10 µ/16 V

Halfgeleiders:
T1 = BF 256B
T2 = BF 451
T3 = BF 256A
T4,T5 = BC 549C
IC1 = 78L05
D1 . . . D4 = DUS

Diversen:
L_x: zie tekst en tabel
M1: meter 225 µA (of gevoeliger)
S1: aan/uit-schakelaar (100 mA=)
8 plastic luidsprekerpluggen
1 chassisdeel voor luidsprekerplug

Figuur 5. De lay-out en de komponentenopstelling van de print. De spoel L_x wordt niet op de print gemonteerd, maar via een plastic luidsprekerplug met de schakeling verbonden. Op deze wijze kan men verschillende spoelen in het chassisdeel van de luidsprekerplug prikken, waardoor andere meetbereiken verkregen worden.

het direkte konversie-principe gedemoduleerd worden. De lambda-diode-oscillator fungeert dan als zelfoscillerende mengtrap. Deze eigenschap maakt het mogelijk om zelf een preciese frekwentieschaal te maken (meer hierover bij de afregeling).

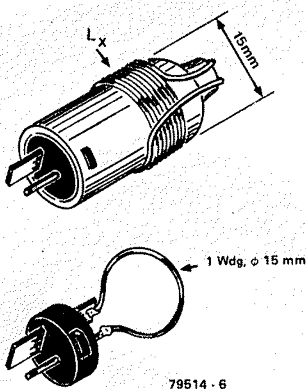
De bouw

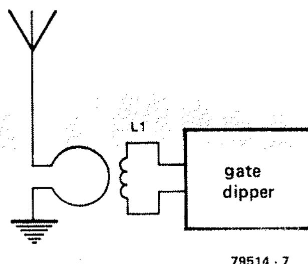
In figuur 5 is de lay-out en de komponentenopstelling van de print gegeven. De spoel L_X wordt niet op de print ondergebracht, maar via een plastic luidsprekerplug met de schakeling verbonden. Dit biedt de mogelijkheid om spoelen uit te wisselen, zodat diverse meetbereiken verkregen worden. In bijgaande tabel staan de wikkelgegevens van de spoelen en de daarbij behorende frekwentiebereiken (van het door ons opgebouwde ontwerp) gegeven.
De spoelen worden ieder op een plastic luidsprekerplug gewikkeld, zo ver mogelijk van de metalen aansluitpennen verwijderd (zie figuur 6). Bevindt zich namelijk metaal in de buurt van de spoel dan treden er ijzerverliezen op, die toenemen met de frekwentie. Het vervelende hiervan is dat dan steeds na verdraaiing van C3 de nulpuntinstelling van de meter verloopt. Nu is dat ook weer niet zo'n ramp omdat de meter slechts als indikator dient. Teveel verliezen doen de wijzer echter zo ver uitslaan dat geen dip gekonstateerd kan worden.
De uiteinden van de geëmailleerde wikkeldraad worden via de doorvoeropening van de plug intern aan de aansluitpennen gesoldeerd. Bij de spoel met 1 winding vervalt het plastic omhulsel van de plug. De winding wordt direkt op de aansluitpennen gesoldeerd. Het chassisdeel van de luidsprekerplug monteert men op het kastje van de gate-dipper. Via dikke korte draden wordt het chassisdeel met de print verbonden. Op deze wijze kunnen de verschillende spoelen makkelijk uitgewisseld worden indien men een ander meetbereik wenst. Ook de variabele afstemkondensator C3 wordt niet direkt maar via korte dikke draadjes met de print verbonden. Te lange draden maken metingen boven 80 MHz onmogelijk.

Tabel:

aantal wdgn	ϕ Cu-draad	gemeten frekwentiebereik
230	0,1 mm	374 kHz . . . 871 kHz
110	0,1 mm	701 kHz . . . 1616 kHz
47	0,2 mm	1535 kHz . . . 4326 kHz
23	0,2 mm	2712 kHz . . . 7224 kHz
12	0,6 mm	6777 kHz . . . 21,2 MHz
5	0,6 mm	12,6 MHz . . . 45,6 MHz
2	0,6 mm	27 MHz . . . 80 MHz
1	1 mm	50 MHz . . . 150 MHz

6





Figuur 6. In deze figuur is duidelijk te zien hoe de spoelen gewikkeld dienen te worden. Het is zaak de wikkeling zo ver mogelijk van de metalen aansluitpennen te houden om de verliezen binnen de perken te houden.

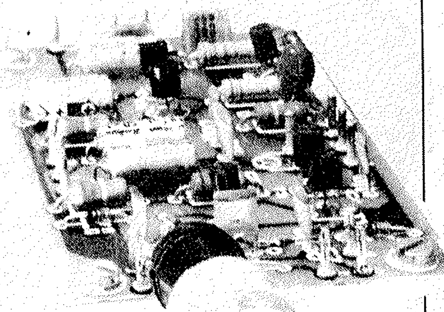
7

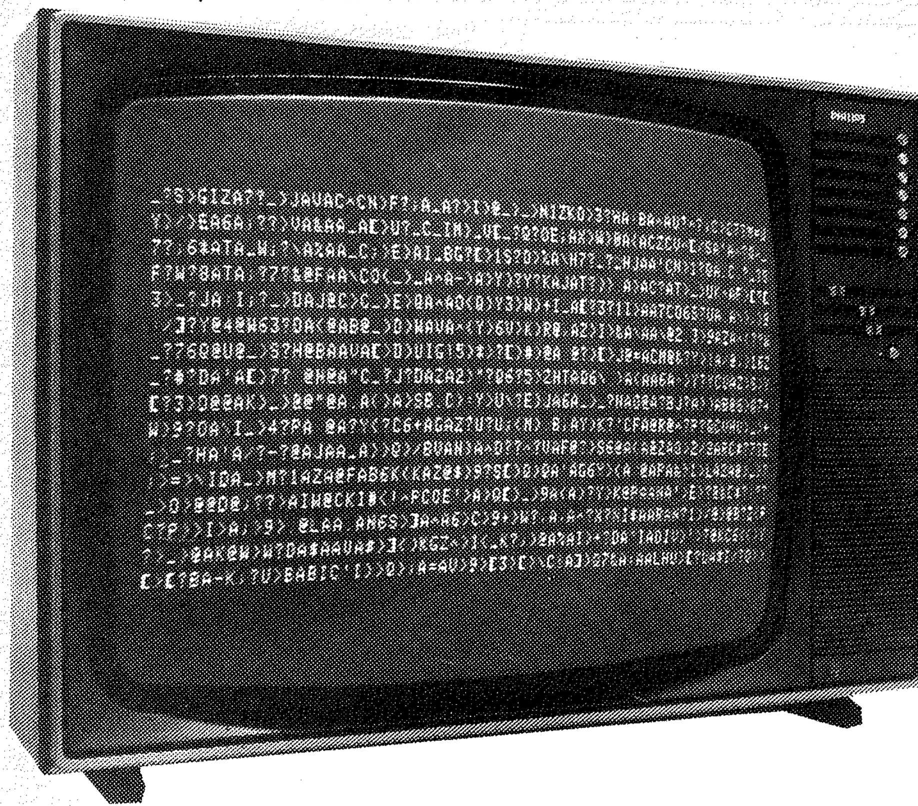
L1
gate dipper
79514 - 7

Figuur 7. Door de gate-dipper als AM-demodulator te gebruiken (direkte konversie-systeem) kan men de frekwentieschaal nauwkeurig ijken. Een horizontale of vertikale, 10 meter lange draad dient hierbij als antenne.

Kalibratie en gebruik

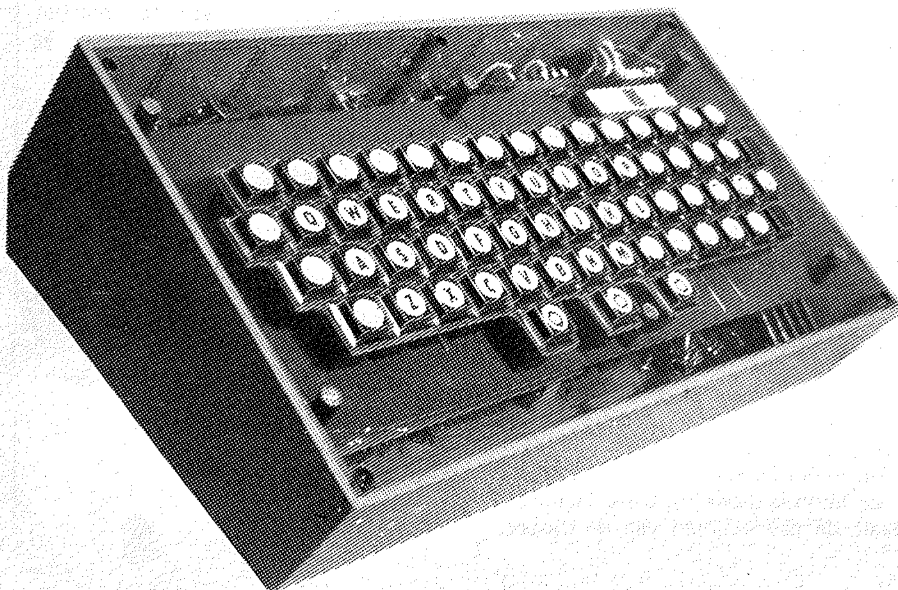
Alvorens men de gate-dipper van een gekalibreerde schaal kan voorzien, zal men eerst met dit meetinstrument moeten kunnen omgaan. Echte afregelpunten zijn er niet. De potmeters P1 en P2 dienen zo ingesteld te worden dat een dip het duidelijkst waargenomen wordt. De meter dient hierbij duidelijk als indikator gezien te worden; niet de aanwijzing maar het gedrag van de meternaald is belangrijk! P2 dient dan ook niet zozeer voor het afregelen van het nulpunt maar om de naald binnen het aanwijsbereik van de meter te houden. Verloopt de aanwijzing te zeer (door bijv. energieverlies in metalen voorwerpen die zich in de buurt van de oppikspoel bevinden) dan kan dit gekorrigeerd worden.
Met potmeter P1 stelt men het werkpunt van de lambda-diode in. Deze instelling bepaalt de gevoeligheid van de dipper. Een goede instelling kan als volgt bepaald worden:
Verdraai de loper van P1 naar de katode van D1. De oscillator is dan buiten werking en de meteruitslag is maximaal. Zorg dat de meternaald niet helemaal in de "hoek" zit (zonodig met P2 korrigeren). Verdraai nu de loper van P1 in de andere richting. Op een gegeven moment begint de meteruitslag af te nemen (de oscillator werkt dan). Verder verdraaien van P1 doet de meteruitslag tot een bepaald minimum afnemen (P2 eventueel bijregelen). Stel de meter met P2 nu tussen deze twee uitersten in. Na het verwisselen van L_X dient de stand van P2 weer aangepast te worden.
Om wat handigheid in het afregelen te verkrijgen kan men het beste als oefening een kring dippen waarvan de resonantiefrekwentie bekend is. Hierbij kan dan met de stand van P1 geëxperimenteerd worden om mogelijk de gevoeligheid te verhogen.
Hierna kan de schaal voor de variabele kondensator C3 gekalibreerd worden. We gaan de gate-dipper nu als AM-demodulator gebruiken. Een horizontaal of vertikaal gespannen draad van minimaal 10 meter dient als antenne (flatbewoners: 10 m "buiten het balkon"). Via een koppelwinding wordt deze magnetisch gekoppeld met de spoel van de dipper (zie figuur 7). Het andere uiteinde van de koppelwinding dient aan aarde (waterleiding of randaarde) te liggen. Kondensator C3 wordt nu verdraaid totdat via de koptelefoon een bekende AM-zender gehoord wordt. De oscillatorfrekwentie is dan gelijk aan de draaggolffrekwentie van die zender (zie daartoe de diverse omroepbladen etc.). Door op meerdere zenders af te stemmen verkrijgt men verscheidene ijkpunten voor de frekwentieschaal van de variabele kondensator. Voor het ijken van de hogere bereiken kan men eventueel gebruik maken van afgestemde kringen waarvan de resonantiefrekwentie bekend is.
De stand van P1 waarbij de ontvangststerkte maximaal is, geeft tevens de maximale gevoeligheid bij gebruik als dipper. Om gemakkelijk te kunnen afstemmen verdient het aanbeveling de variabele kondensator van een mechanische vertraging te voorzien. ◀





pagina-uitbreiding elekterminal

Het tekstgeheugen van de Elekterminal kan gemakkelijk met enige pagina's worden uitgebreid. Op de Elekterminal-print is al rekening gehouden met deze uitbreiding. Het aansluiten van de hier beschreven schakeling is dan ook geen enkel probleem. Een geheugenkapaciteit van vier pagina's is het uiteindelijke resultaat.



Een geheugenkapaciteit van 16 regels blijkt in de praktijk erg weinig te zijn. Zelfs voor een eenvoudig BASIC-programma is al gauw meer ruimte nodig. Een aanvulling op de bestaande (één pagina) geheugenruimte is derhalve zeker gewenst.

Voor het uitbreiden van het aantal pagina's is het noodzakelijk om een stuurcircuit toe te voegen dat de juiste pagina kiest. Dat kan een hele pagina zijn op het beeldscherm, maar ook gedeelten van twee opeenvolgende pagina's. Om dit te verwezenlijken is een pagina-teller nodig. Het blokschema van figuur 1 toont de gang van zaken. Via de $\overline{CE}$ van de geheugens kiest de "page-counter" de gewenste pagina. Hierbij zijn pagina 1, 2 en 3 op de uitbreidingsprint ondergebracht en pagina 0 op de terminalprint. De sturing van de page-counter geschiedt door de CRTC van de terminal en de up- en down-toets van het ASCII-keyboard.

Om gemakkelijk met meerdere pagina's te kunnen werken moeten de volgende mogelijkheden aanwezig zijn:

- De page-counter moet op en af kunnen tellen.
- Na de laatste pagina moet de eerste pagina weer op het beeld verschijnen.
- Bij aftellen moet na de eerste pagina de laatste pagina op het beeld komen.
- Het moet mogelijk zijn gedeelten van twee opeenvolgende pagina's weer te geven.

Het beste is dit voor te stellen als een trommel waar de vier pagina's achter elkaar op staan. De trommel kan links- en rechtsom draaien, zodat steeds een gedeelte van het geheugen (16 regels) op het beeld zichtbaar is.

Page-counter

Uit het voorgaande blijkt wel dat de page-counter een belangrijke schakel vormt tussen de terminal en het tekstgeheugen.

Om de werking van de teller te verklaren wordt eerst even teruggegaan naar de in de Elekterminal toegepaste CRTC. Deze bevat een page-end-komparator die een $\overline{RP}$- en RS-signaal levert.

De RS-uitgang geeft een signaal bij een overgang ergens midden in het beeld van de ene naar de andere pagina. Als een hele pagina op het beeld staat is RS "1". Staan er echter gedeelten van twee pagina's op het scherm, dan wordt de pagina onder in het beeld beschouwd als "actual page" ("werkelijke pagina"). Tijdens dit paginagedeelte is RS "1" en tijdens het gedeelte van de vorige pagina "0". Staan bijvoorbeeld regel 7 . . . 16 van pagina 2 en regel 1 . . . 6 van pagina 3 op het beeldscherm, dan is de RS-uitgang gedurende de eerste tien regels

"0" en gedurende de volgende zes regels "1".
De $\overline{RP}$-uitgang levert een "0"-puls als onderaan het beeld een paginagrens wordt overschreden. Deze puls wordt alleen gegeven als na indrukken van de LF- of ESC-toets het overschakelen naar een volgende pagina noodzakelijk is. Deze $\overline{RP}$- en RS-signalen worden gebruikt om de page-counter te sturen. De page-counter bestaat uit een op- en afteller, een 4-bits parallel-opteller en een twee naar vier lijnen dekoder. Bij een $\overline{RP}$-puls of indrukken van de uptoets wordt de stand van de op- en afteller met "1" verhoogd en bij indrukken van de down-toets met "1" verlaagd. De parallel-opteller bepaalt vervolgens de binaire som van de tellerstand en het RS-signaal. De dekoder vertaalt deze 2-bits som naar vier lijnen voor de $\overline{CE}$-ingangen van de verschillende pagina's.
Bij weergave van een hele pagina is RS "1". Dit heeft tot gevolg dat de nummering van de pagina's opschuift, daar deze "1" bij de tellerstand wordt opgeteld. In het blokschema van figuur 1 is de paginavolgorde te zien die de page-counter aanhoudt. De laatste pagina (page 0) is de pagina op de terminal-print.
Als er gedeelten van twee opeenvolgende pagina's op het beeld staan, is RS "0" tijdens het gedeelte van de vorige pagina, zodat de page-counter steeds op het juiste moment overschakelt tussen deze twee pagina's.
Voor de opbouw en werking van de paginageheugens wordt verwezen naar het artikel van de Elekterminal (Elektuur 182, december 1978). Deze zijn namelijk identiek aan de aldaar behandelde pagina.

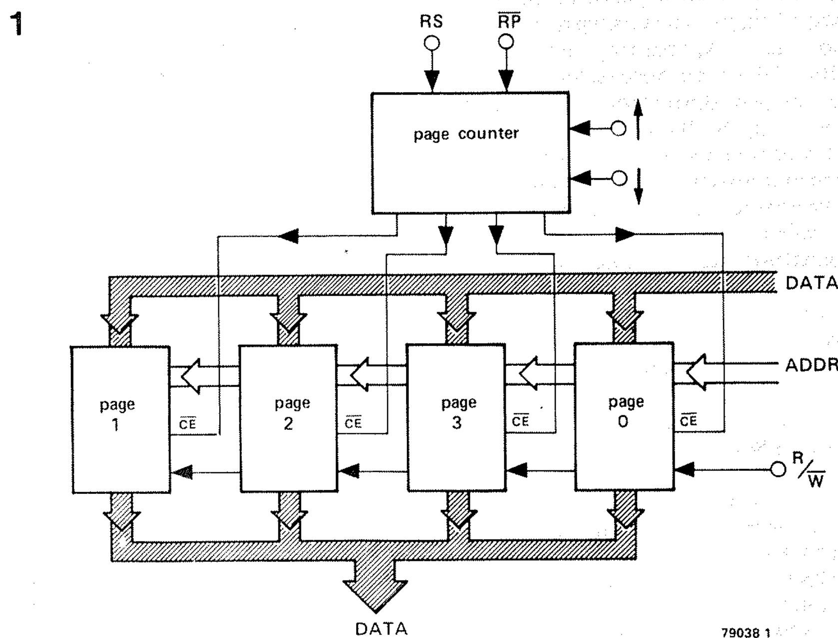
Opbouw

Zoals uit de figuren 2 en 3 blijkt, is de opbouw van de schakeling vrij eenvoudig gehouden.
De drie pagina's van het geheugen zijn opgebouwd met 18 RAM's 2102A4. Het is ook mogelijk low-power-geheugens toe te passen (type 2102AL4). Dit levert een stroombesparing van circa 30% op.
De page-counter (figuur 2) bestaat uit IC1 (twee-naar-vier-lijnen-dekoder), IC2 (parallel-opteller) en IC3 (op- en afteller). Voor de up- en down-toets is een uitgebreide antidenderschakeling opgenomen, bestaande uit N3 . . . N6 met bijbehorende komponenten.
De aanduidingen verwijzen naar de bijbehorende punten in het schema van de Elekterminal.

Print

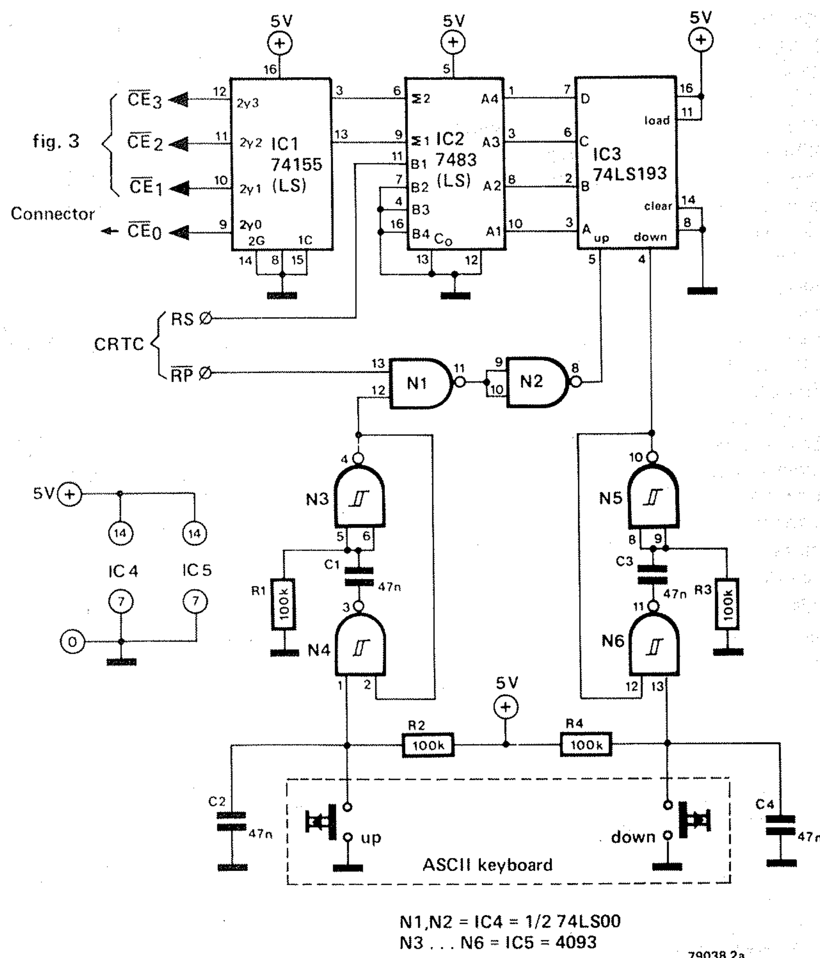
De print voor de pagina-uitbreiding figuur 4) is voorzien van twee konnektors zodat hij gemakkelijk kan worden aangesloten op de terminal-print. De 26-polige konnektor moet aan de onderzijde van de uitbreidingsprint worden gesoldeerd, zodat deze op de

1



Figuur 1. Blokschema van het uitgebreide geheugen en de page-counter. Page 0 zit op de terminal-print.

2



Figuur 2. Het schema van de page-counter en antidenderschakeling. De nummering van de aansluitingen korrespondeert met de aanduidingen op de terminalprint.

bijbehorende konnektor van de terminal-print past. Enkele aansluitingen zitten niet op deze konnektor, namelijk B0 . . . B4, B6 en de doorverbindingen met de up- en down-toets. Hiervoor wordt een aparte 8-polige konnektor gebruikt waarvan de aansluitingen met de overeenkomstige punten van de andere konnektor op de terminal-print moeten worden verbonden. Als men geen konnektors wil gebruiken, kunnen de doorverbindingen natuurlijk met flat-cable worden gemaakt. De uitbreidings-print is daarmee aangesloten en er blijven nu nog enkele veranderingen op de terminal-print over.
De doorverbinding tussen $\overline{CE}$ en massa wordt verwijderd. Deze is aangegeven in figuur 5 en loopt parallel aan pen 13 . . . 16 van IC3.
Voor het aansluiten van de up- en down-toets zijn er twee mogelijkheden. De uitgevoerde punten van deze toetsen op het keyboard kunnen rechtstreeks met de uitbreidingsprint worden verbonden of via de terminal-print. Bij gebruik van konnektors kan het beste de laatste mogelijkheid worden genomen.

Gebruik van de pagina's

De opzet van de schakeling is zodanig dat de gebruiker geen enkele hinder heeft bij het werken met verschillende pagina's.
Als bij gebruik van de terminal de kapaciteit van de eerste pagina wordt overschreden, kiest de terminal zelf de volgende pagina om verder te gaan. Overschrijdt men de totale kapaciteit van 64 regels, dan begint de terminal weer op de eerste pagina. De reeds aanwezige informatie gaat echter verloren.
Voor het doorlopen van de pagina's kan men de up- en down-toetsen gebruiken. Met behulp van de ESC-toets kan regel voor regel verder worden gegaan, zodat het ook mogelijk is aansluitende delen van twee opeenvolgende pagina's op het beeld te zetten. Als men nu de up- of down-toets indrukt verschijnt geen komplete pagina, maar de volgende of voorgaande zestien regels uit het geheugen.

3

Figuur 3. De geheugen uitbreiding.

Onderdelenlijst

Weerstanden:
R1 . . . R4 = 100 k

Kondensatoren:
C1 . . . C4 = 47 n

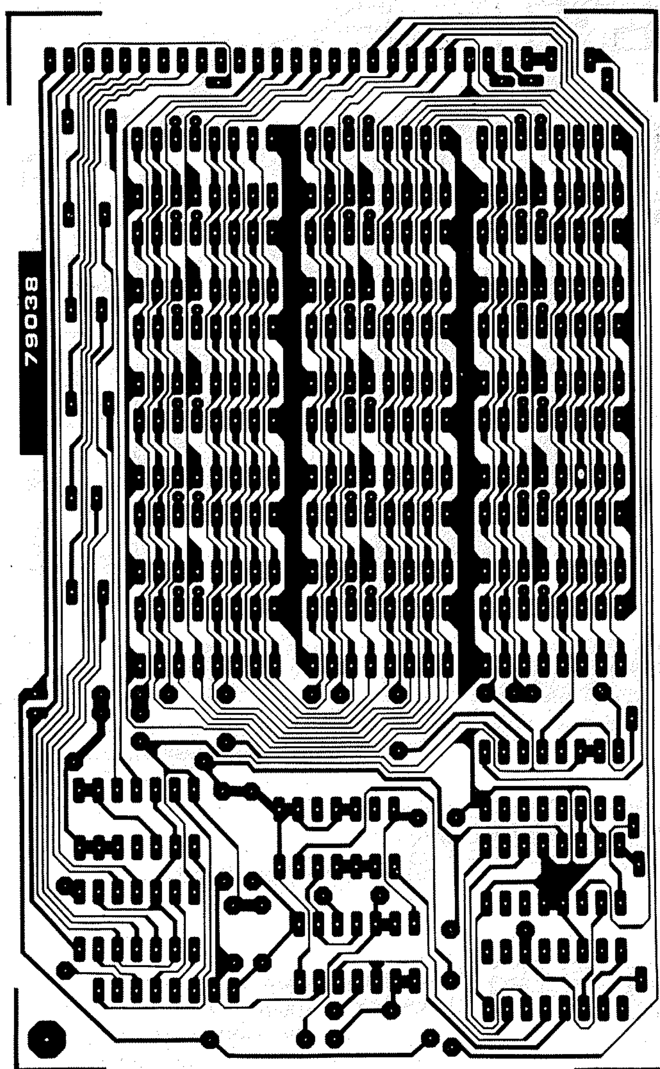
Halfgeleiders:
IC1 = 74LS155*
IC2 = 74LS83*
IC3 = 74LS193
IC4 = 74LS00
IC5 = 4093
IC6 = 4011
IC7 = 4081
IC8 . . . IC25 = 2102–1, 2102A4, 2102AL4

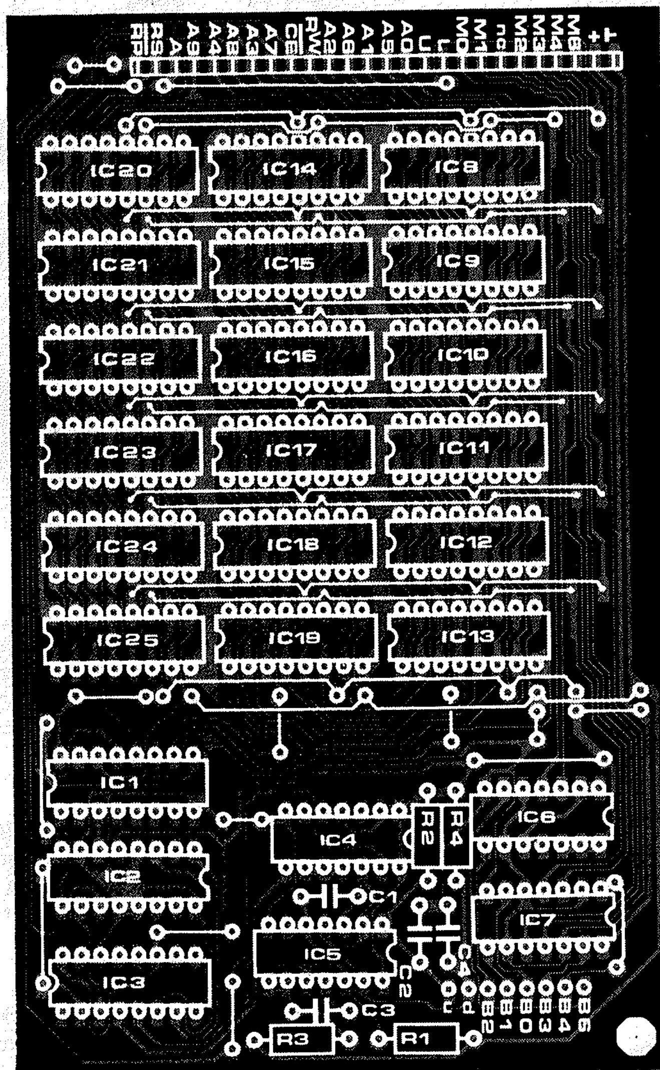
Diversen:**
konnektor aan onderzijde van de print (mannelijk)
type ITT-Cannon: G09A45C4BAA
1x 26-polig
Bij gebruik van flat-cable: G09A45C4DCAA
De konnektor dient op maat te worden gesneden.

*Het gebruik van low-power-Schottky-TTL heeft de voorkeur; gewone TTL-IC's kunnen echter ook worden toegepast.

**Het gebruik van konnektors is niet noodzakelijk.

4





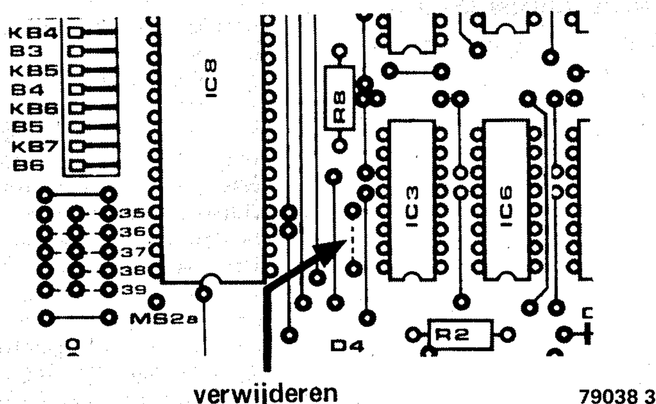
Figuur 4. De print voor de pagina-uitbreiding en de komponentenopstelling.

De LF-toets kan ook worden gebruikt om verder te schuiven met de regels, maar dit resulteert in een blanke regel op het scherm, terwijl deze regel tevens uit het geheugen is gewist.

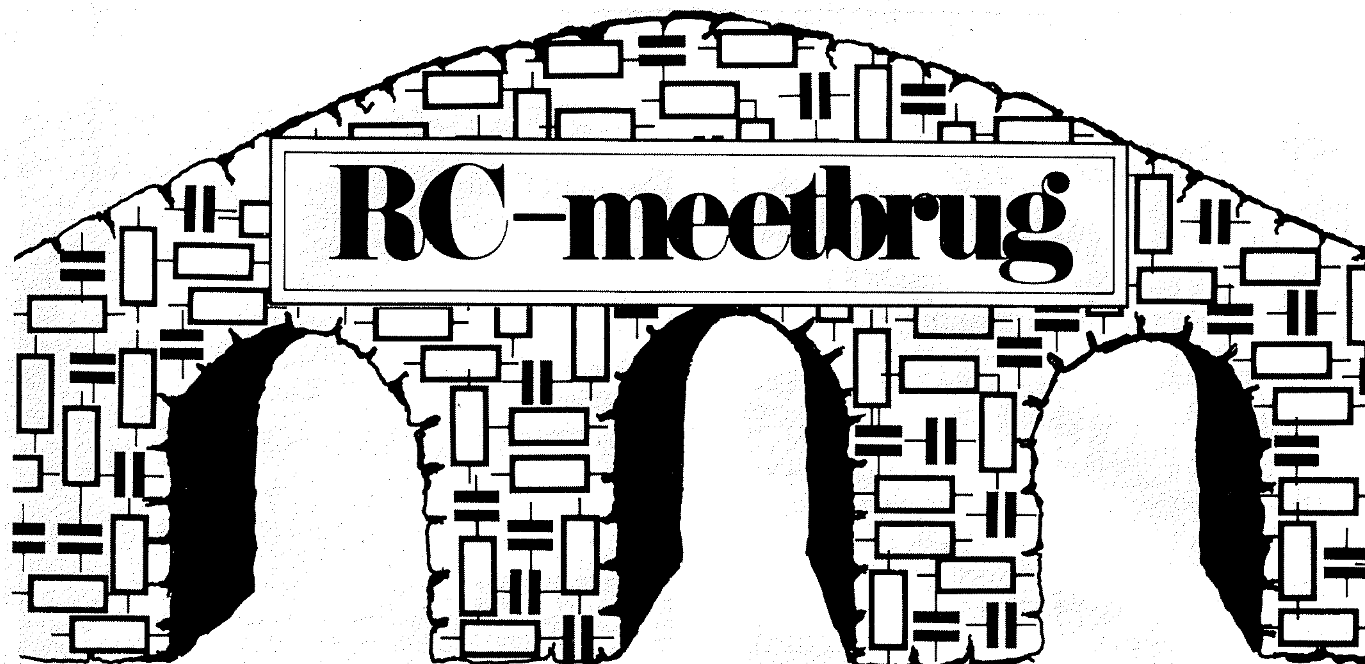
Voeding

De stroomopname van de uitbreidingsprint bedraagt ongeveer 600 mA als gewone geheugens worden gebruikt. Door toepassen van low-power-geheugens daalt de stroomopname tot zo'n 400 mA. Als de kapaciteit van de Elekterminal-voeding niet voldoende is voor deze uitbreiding, moet deze hierop worden aangepast. Hiervoor wordt verwezen naar het artikel van de voeding voor het SC/MP-systeem in Elektuur 171, januari 1978.

5



Figuur 5. Hier is te zien welke doorverbinding op de terminal-print moet worden verwijderd.



wederom is meten weten

Wie met gesloten ogen een greep doet in de doos met sloop-onderdelen, houdt daar al gauw een RC-meetbrug aan over. De kunst is natuurlijk de onderdelen zo te schikken dat zo'n meetbrug ook funktioneert. Het schema dat hier wordt besproken, zal van iedere in het duister tastende elektronicus de ogen openen.

Hebt u ook zo'n moeite met het onthouden van die vervelende kleurkode van weerstanden en weet u ook nooit of 0,1 op een kondensator nu staat voor 100 nF of 100 pF?
Helemaal uit de wereld helpen zullen we uw probleem niet, maar het schema van figuur 2 kan wellicht enige verlichting brengen. Het is even doorbijten om de onderdelen van de juiste waarde op de juiste plaats te monteren, maar als dat eenmaal is gelukt, kan iedere kondensator tussen 1 nF en 1 μF en iedere weerstand tussen 100 Ω en 1 MΩ worden herkend. Het enige dat u dan nog hoeft te doen is het betreffende onbekende onderdeel tussen twee klemmen te monteren, even het meetinstrument op minimale uitslag af te regelen en de waarde van de gemeten grootheid op een schaal af te lezen.

Weerstandsmeting

Voor het meten van een weerstandswaarde heeft ene heer Wheatstone een speciale schakeling uitgevonden. Onbescheiden als hij was, noemde hij de schakeling naar zichzelf: de brug van Wheatstone. In figuur 1 is deze "brug" in zijn simpelste verschijningsvorm getekend. In feite bestaat de brug uit twee parallel geschakelde weerstandstakken (spanningsdelers). Bij twee weerstanden in serie, weet u dat de spanning zich over de weerstanden verdeelt in dezelfde verhouding als de weerstandswaarden. Worden vier weerstanden twee aan twee parallel geschakeld (zoals in figuur 1) dan zal wanneer de verhoudingen tussen R_a en R_b en tussen R_x en R_c gelijk zijn, de spanning op de punten A en B ook gelijk zijn. Dus R_a gedeeld door R_b is gelijk aan R_x gedeeld door R_c is de voorwaarde voor het nul zijn van het spanningsverschil tussen A en B. Je zou ook kunnen zeggen: als R_a maal R_c gelijk is aan R_x maal R_b, dan wijst de meter nul aan (de brug is dan in evenwicht). Wanneer we R_b variabel maken en van een schaalverdeling voorzien, kunnen we als de meter nul aanwijst, aan de stand van R_b zien wat de waarde van R_x is! Bij het Elektuur-ontwerp van figuur 2 is voor dit principe gekozen.

Kapaciteitsmeting

Kapaciteitsmeting is even iets moeilijker dan weerstandsmeting maar berust op hetzelfde principe. Een kondensator heeft ook een weerstand. Eigenlijk mogen we dat niet zeggen, beter is het te spreken van impedantie oftewel wisselstroomweerstand. De impedantie van een kondensator is namelijk frekwentie-afhankelijk en dat is de weerstand van een weerstand niet. Voor een gelijkstroom is de impedantie van een kondensator heel erg hoog. Voor wisselstroom is hij echter kleiner. De impedantie hangt af van de kapaciteit en van de frekwentie.
We nemen nu dezelfde brug van Wheatstone maar we leggen een wisselspanning aan in plaats van een gelijkspanning. Als de frekwentie van de wisselspanning altijd hetzelfde blijft, is de impedantie van de kondensator alleen afhankelijk van de kapaciteit. Vervangen we een weerstandstak door een bekende en een onbekende kondensator, dan kunnen we uit de stand van R_b opmaken wat de impedantie van de onbekende kondensator is. Dezelfde formule van Wheatstone gaat dan weer op als de meter nul aanwijst:

$$Z_x \times R_b = R_a \times Z_c$$

In deze formule staat de letter Z voor impedantie. Door R_b van de juiste schaalverdeling te voorzien, kan dan weer van verschillende kondensatoren

C_x de kapaciteitswaarde worden afgelezen.

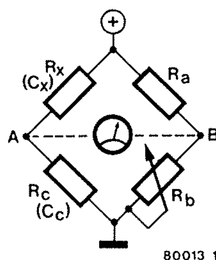
Het schema

Een weerstand gedraagt zich bij wisselspanning precies eender als bij gelijkspanning. Voor de voeding van de brug mogen we dus gerust een wisselspanning gebruiken of we nu weerstanden of kapaciteiten willen meten. Om vrij kleine kapaciteiten te kunnen meten, hebben we een wisselspanning nodig van een wat hogere frekwentie dan we uit het lichtnet zouden krijgen. We maken dus zelf maar een wisselspanning.

Rond de opamp A1 is een oscillator opgebouwd. Kenners noemen dat een Wienbrug-oscillator. De oscillator geeft een wisselspanning af met een frekwentie van ca. 1 kHz. Dat doet hij alleen wanneer A1 drie keer versterkt. De versterking is daarom instelbaar gemaakt. Met P1 kan de schakeling altijd aan het oscilleren worden gebracht. Het beste kan P1 zo worden ingesteld dat de oscillator juist oscilleert; eventueel kan met een oscilloskoop bekeken worden of de schakeling een mooi sinusvormig signaal afgeeft, waarbij P1 naar dat kriterium kan worden ingesteld (echt noodzakelijk is dat niet). A2 dient als buffer, dat wil zeggen dat er dankzij A2 voldoende vermogen is om de brug te kunnen voeden. De ruitvormige schakeling is de eigenlijke brug van Wheatstone. Als we hem vergelijken met het voorbeeld van figuur 1, dan zien we dat R_a omschakelbaar is gemaakt. Hierdoor wordt het bereik vergroot; wanneer R_b (P2 in het schema) helemaal tegen de eindstop is gedraaid, zodat eigenlijk geen grotere weerstand meer gemeten kan worden, kan simpelweg een grotere R_a worden gekozen. In serie met C_c (C8 in het schema) is een potentiometer opgenomen. Tijdens de meting, waarbij R_b (P2) wordt gevarieerd, wordt P3 op een weerstand van nul ohm ingesteld. Is de afregeling met R_b (P2) voltooid, dan kan met P3 de kwaliteit van de C_x worden vastgesteld. We komen daar onder het kopje bediening nog op terug.

De verschilspanning tussen de punten A en B wordt gemeten met de verschilversterker A3. C6/R17 en C7/R15 zorgen ervoor dat alleen de wisselspanning van 1 kHz op de ingangen van A3 terecht kan komen. Het spanningsverschil tussen A en B wordt via C9 door A3 doorgegeven aan A4. In kombinatie met D5 zorgt A4 ervoor dat de spanning gelijkgericht wordt, zodat de meter kan uitslaan en de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning kan aanwijzen.

1



Figuur 1. De brug van Wheatstone in zijn simpelste verschijningsvorm. Voor het meten van kondensatoren wordt R_c vervangen door een kondensator en wordt in plaats van R_x de onbekende kapaciteit gemonteerd.

De bouw

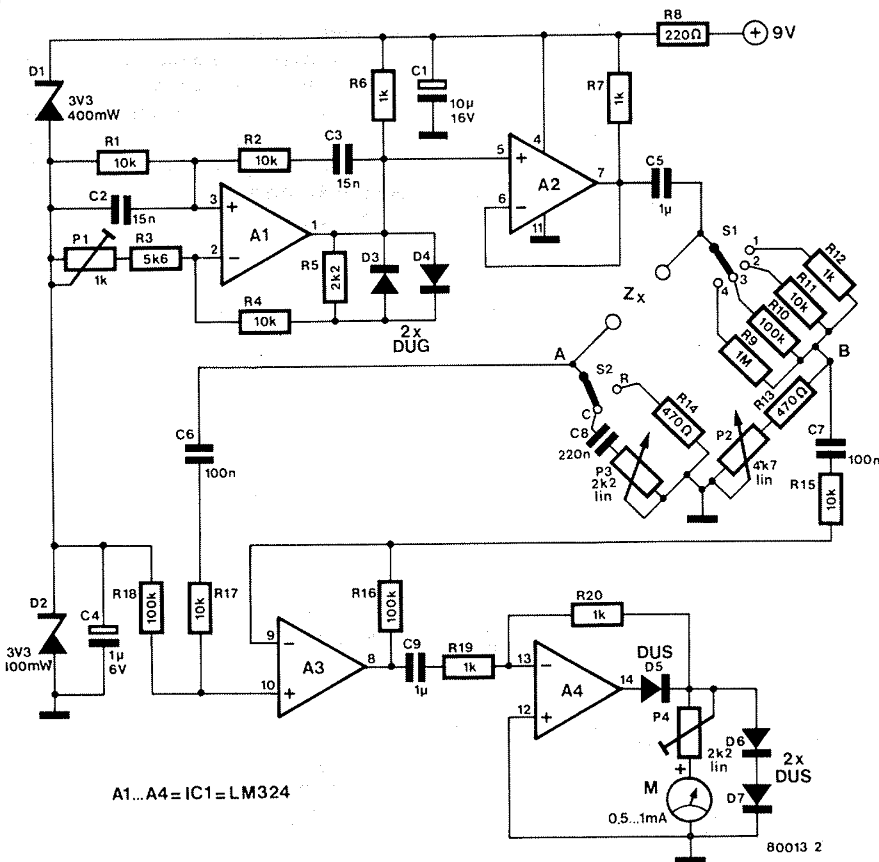
Er is geen print voor de RC-meetbrug beschikbaar; het geheel kan het beste op zogenaamde monta-print worden gemonteerd. Wordt de schakeling samen met een voeding in één kastje gebouwd, dan kan er het beste voor gezorgd worden dat de dioden D3 en D4 (amplitudestabilisatie) niet al te dicht bij de warm wordende onderdelen van de voeding terecht komen. De schakeling neemt overigens niet veel stroom op, reken maar op zo'n 20 mA.

Voor het meetinstrument kan het goedkoopste type worden gebruikt dat u maar kunt vinden. Waarschijnlijk zal dat een metertje zijn dat meestal voor batterij-indikatie wordt gebruikt. Het gaat er namelijk niet om de aanwijzing van de meter in absolute zin zo goed mogelijk af te lezen, het gaat er alleen maar om vast te stellen bij welke stand van P2 de uitslag het geringst is. Men noemt dat "dippen".

De bediening

Uit de beschrijving van de werking zal al afgeleid kunnen worden hoe de schakeling bediend moet worden. Om te beginnen moet de zaak echter worden afgeregeld. Dit kan gebeuren door met P1 de oscillator in werking te stellen. Er kan gemakkelijk worden vastgesteld of de oscillator werkt door P4 ongeveer halverwege in te stellen en tussen de klemmen Z_x niets aan te sluiten. Wanneer de oscillator dan werkt is namelijk de brug uit evenwicht (zo noemt men het optreden van een spanningsverschil tussen A en B) en zal de meter uitslaan. Het kan zijn dat de oscillator na een poosje weer afslaat. Dit betekent dat de instelling niet optimaal was en P1 moet dan dus nog iets verdraaid worden. Vervolgens kan (met een draadbrug op de plaats van Z_x, P2 op minimaal en S1 in stand 4) de meter op maximale uitslag worden afgeregeld met behulp van P4. De dioden D6 en D7 dienen voor begrenzing. Kan de meter niet op maximale uitslag afgeregeld worden, dan kan nog een diode in serie

2



Figuur 2. De RC-meetbrug op papier.

met D6 en D7 opgenomen worden. Kan de meteruitslag met P4 niet voldoende begrensd worden dan vervangt men D6 door een doorverbinding.

Na deze afregeling hebben we een goed werkende meetbrug. Er is nog maar één probleem: hoe maken we een goede schaalverdeling voor P2? Het gemakkelijkst zou het natuurlijk zijn bij dit artikel een goed schaaltje af te drukken. Helaas kan dat niet. De potentiometer P2 moet van een lineair type zijn. Daarvan zijn typen verkrijgbaar met een totale verdraaiing van 270° en van 300°. Bovendien is het eerste en het laatste stukje van zo'n potmeter meestal niet helemaal lineair. De afwijking inineariteit verschilt per potentiometer. Het is dus beter om zelf proefondervindelijk een goede schaalverdeling te maken. Allereerst in de stand weerstandsmeting (S2 in de stand R). S1 wordt in stand 1 gezet en tussen Z_X worden nauwkeurige weerstanden tussen 100 Ω en 1 kΩ gemonteerd. Bij iedere nieuwe weerstand wordt eerst met P2 de brug in evenwicht gebracht (de meter heeft een zo klein mogelijke uitslag). Bij de stand van P2 wordt dan een streepje gezet en de eerste twee cijfers van de weerstandswaarde gescheiden door een komma. Is R_X bijvoorbeeld 470 Ω dan zet men bij P2 4,7. Voor weerstanden geldt voor S1 het volgende:

S1 in stand 1 x 100 Ω
S1 in stand 2 x 1 k
S1 in stand 3 x 10 k
S1 in stand 4 x 100 k

De schaalverdeling hoeft slechts voor één decade te worden gemaakt. De andere dekaden (dus 1 k tot 10 k, 10 k tot 100 k en 100 k tot 1 M voor R_X) hebben dezelfde schaalverdeling.
Voor kondensatoren wordt S2 in stand C gezet. P3 wordt op nul ohm ingesteld. Nu worden achtereenvolgens nauwkeurige kondensatoren tussen 1 n en 10 n tussen de klemmen Z_X aangebracht. Wederom wordt met P2 op minimale uitslag van de meter afgeregeld en bij de stand van P2 een streepje gezet. Daartoe moet voor 1 n S1 in stand 4 staan. Voor grotere waarden tot en met 10 n wordt stand 3 gekozen. Het verloop van de schaalverdeling zal precies andersom zijn dan bij weerstanden. Bij weerstanden van links naar rechts van 1 tot 10 en bij kondensatoren van links naar rechts van 10 tot 1.
Voor S1 geldt het volgende:

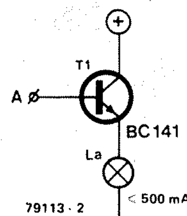
S1 in stand 1 x 100 n
S1 in stand 2 x 10 n
S1 in stand 3 x 1 n
S1 in stand 4 x 0,1 n

Bij het meten van kondensatoren kan nog een andere grootheid worden vastgesteld. Is met P2 de waarde van de kondensator gevonden, (P3 dient hierbij op minimaal te staan), dan kan P3 worden verdraaid. Kan met P3 de wijzeruitslag nog kleiner gemaakt worden dan is de verdraaiing van P3 een maat voor de kwaliteit van de kondensator. Hoe meer weerstand van P3, hoe slechter de kwaliteit. ◀

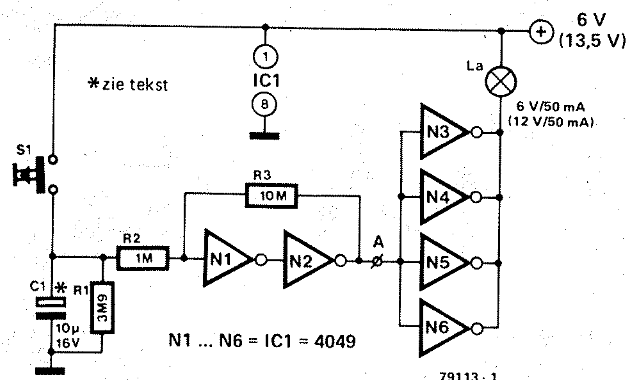
lichtautomaat

Ook in de huidige, moderne woningen met hun uitgebreide elektrische installaties is nog altijd een hoekje te vinden dat niet verlicht kan worden. Vaak is een tijdelijke verlichting voldoende. Een uitbreiding van het lichtnet kan niet alleen een probleem leveren maar ook een dure oplossing betekenen. Een batterij-gevoed apparaatje dat op kommando de garderobekast, de donkere hoek e.d. gedurende een instelbare tijd verlicht, is dan een wat elegantere oplossing van dit chronisch gebrek aan licht. En dat de bouw van zo'n verlichtingsautomaat geen problemen mag leveren, blijkt wel uit het eenvoudige schema in figuur 1.
Met slechts één CMOS-IC, een drietal weerstanden en één kondensator is het mogelijk om via een druk op een knop een lampje een bepaalde tijd in te schakelen. Na de druk op deze knop (S1) wordt C1 direkt opgeladen tot de voedingsspanning. De uitgangen van de vier parallel geschakelde inverters (N3 . . . N6) zijn dan laag, waardoor het lampje brandt. Na het loslaten van de druktoets ontlaadt C1 zich over weerstand R1, totdat de ingang van N1 de trigger-drempel bereikt. De als Schmitt-trigger geschakelde poorten N1 en N2 veranderen dan snel hun uitgangstoestanden; de lamp dooft. Dat snel veranderen wordt veroorzaakt door de meekoppeling via R3.
Met de gegeven weerstandsdimensionering geldt een brandtijd van ca. 1,4 sekonde per µF. Een kondensator van 10 µ zorgt dus dat het lampje ongeveer 14 sekonden blijft branden.
De schakeling kan uit vier in serie geschakelde 1,5 V-batterijen gevoed worden. Is de lichtopbrengst onvoldoende, dan kunnen drie 4,5 V-batterijen in serie (= 13,5 V) als voeding dienen.
Wil men nog meer licht, dan kan men de als buffer geschakelde inverters (N3 . . . N6) vervangen door de transistorbuffer (eventueel koelen) uit figuur 2. De voedingsspanning moet aangepast zijn aan de brandspanning van het lampje en mag tussen de 4,5 V en 15 V liggen. De stroom door het lampje mag in dit geval niet meer dan 500 mA bedragen. ◀

2



1



applikator

Applikator is een rubriek waarin nieuw ontwikkelde of recent op de markt verschenen komponenten worden beschreven. De inhoud is gebaseerd op door de fabrikanten cq. handelaren van de bewuste komponenten verschafte informatie en stoelt dientengevolge niet op praktijkervaringen.

Het betere werk: audio tot 200 watt

Een van de specialisaties van de Amerikaanse halfgeleiderindustrie RCA is het maken van transistoren voor grote vermogens en hoge spanningen. De fabriek levert een zeer uitgebreide reeks van deze komponenten en breidt het assortiment gestadig uit.

Onlangs introduceerde RCA een drietal nieuwe zware jongens, de BD 550, BD 550A en BD 550B. Deze powertorren zijn speciaal bedoeld voor kwasi-komplementaire audio-eindversterkers die grote vermogens moeten leveren. Bij de introduktie van de transistoren publiceerde RCA een aantal schema's van zware eindversterkers, waarvan er hier enige worden weergegeven.

De opvallendste eigenschap van de drie transistoren is wel de hoge spanning die ze verdragen kunnen; dat geldt dan speciaal voor de B-versie, die kollektor-emitter-spanningen tot 250 V aankan. Een aantal eigenschappen van de drie 150 W NPN-transistoren zijn samengevat in tabel 1.

Een toepassing van de BD 550A treft men aan in figuur 1a, waar het schema van een 120 W kwasi-komplementaire eindversterker is gegeven. Enige karakteristieken van de schakeling staan in tabel 2. Het ontwerp is niet revolutionair. Het grootste probleem bij het ontwerpen van versterkers met dergelijke vermogens wordt, niet verrassend, gevormd door de eindtransistoren. Deze moeten bij de vóórkomende spanningen de benodigde stroom kunnen leveren en bovendien snel genoeg kunnen schakelen om ook hoge audiofrekwenties bij vol vermogen en zonder extra dissipatie te kunnen verwerken. De BD 550A komt ons hierbij te hulp, maar slaagt er in zijn eentje ook niet in de taak tot een goed einde te brengen. Vandaar dat er in de 120 W-versterker in iedere balanshelft twee van deze transistoren parallel geschakeld worden, zodat er in een (mono-)versterker vier eindtransistoren zitten in plaats van twee. De positieve signaalhelften worden verwerkt door

Tabel 1.

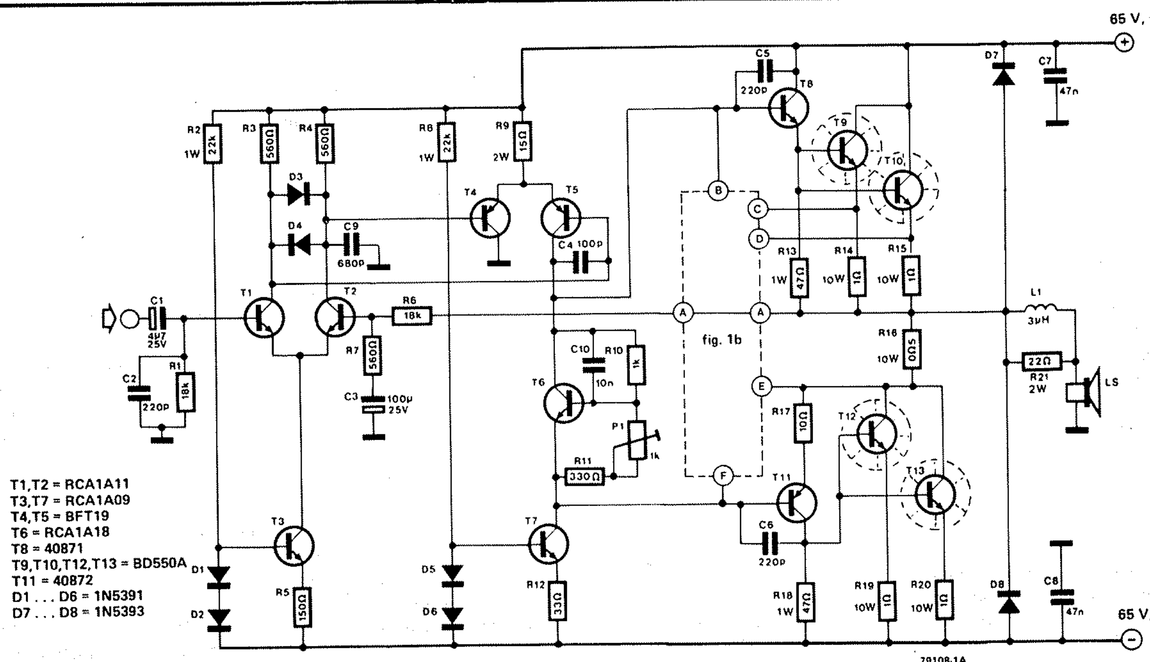
maxima

	BD 550	BD 550A	BD 550B	
V_{CBO}	130	200	275	V
V_{CEO}	110	175	250	V
V_{CER} (R_{BE} = 100 Ω)	130	200	275	V
V_{EBO}		5		V
I_C		7		A
I_B		2		A
P_T (T_j = 25°C)		150		W
T_j		−65 ... 200		°C

karakteristieken

	kondities	BD 550 min	BD 550 max	BD 550A min	BD 550A max	BD 550B min	BD 550B max	
I_{CER} R_{BE} = 100 Ω	V_{CE} = 110 V	–	1	–	–	–	–	
	V_{CE} = 175 V	–	–	–	1	–	–	mA
	V_{CE} = 250 V	–	–	–	–	–	1	
I_{CEO}	V_{CE} = 95 V	–	5	–	–	–	–	
	V_{CE} = 150 V	–	–	–	5	–	–	mA
	V_{CE} = 200 V	–	–	–	–	–	5	
I_{EBO}	V_{EB} = 5 V	–	1	–	1	–	1	mA
V_{CEO}	I_C = 0.2 A	110	–	175	–	250	–	V
V_{CER}	I_C = 0.2 A; R_{BE} = 100 Ω	130	–	200	–	275	–	V
f_T	I_C = 0.2 A; V_{CE} = 10 V	5 typ.		5 typ.		5 typ.		MHz
h_{FE}	I_C = 4 A; V_{CE} = 4 V	15	75	–	–	–	–	
	I_C = 2 A; V_{CE} = 4 V	–	–	15	75	10	50	
$V_{CE(sat)}$	I_C = 4 A; I_B = 0.5 A	–	2	–	–	–	–	V
	I_C = 2 A; I_B = 0.25 A	–	–	–	2	–	2	
V_{BE}	I_C = 4 A; V_{CE} = 4 V	0.75	1.75	–	–	–	–	V
	I_C = 2 A; V_{CE} = 4 V	–	–	1	2	1	2	

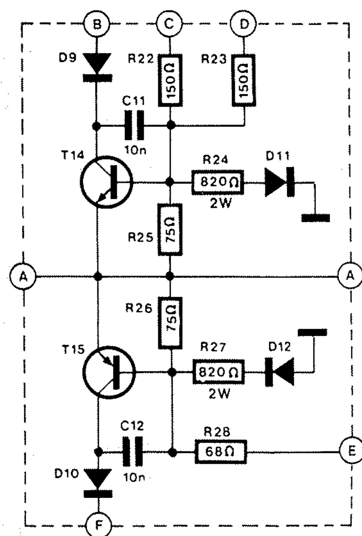
1a



applikator

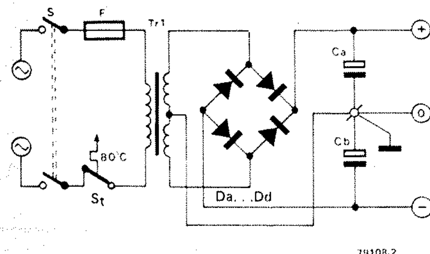
Applikator is een rubriek waarin nieuw ontwikkelde of recent op de markt verschenen komponenten worden beschreven. De inhoud is gebaseerd op door de fabrikanten cq. handelaren van de bewuste komponenten verschafte informatie en stoelt dientengevolge niet op praktijkervaringen.

1b



D9,D10 = 1N5391
D11,D12 = 1N914B
T14 = RCA1A18
T15 = RCA1A19

2



Tabel 2.

enkele gegevens van de versterkerschakelingen

	70 W (fig. 4)	120 W (fig. 1)	200 W (fig. 3)	
uitgangsvermogen				
nominaal bij 8 Ω	70	120	200	W
bij 4 Ω**	*	120	200	W
bij 16 Ω typ	40	70	120	W
harmonische vervorming	0,5	0,5	0,5	%
intermodulatievervorming (10 dB beneden nominaal vermogen)	< 0,2	0,2	0,2	%
IHF-bandbreedte				
3 dB beneden nominaal vermogen	5 . . . 50 k	5 . . . 50 k	5 . . . 35 k	Hz
bij 1 W	5 . . . 100 k	*	*	Hz
gevoeligheid (vol vermogen)	600	900	900	mV
brom en ruis (beneden vol vermogen)				
ingang kortgesloten	100	104	96	dB
ingang open	85	88	84	dB
met 2k-weerstand via 6 m kabel aan ingang	97	104	94	dB
ingangsimpedantie	18	18	18	kΩ

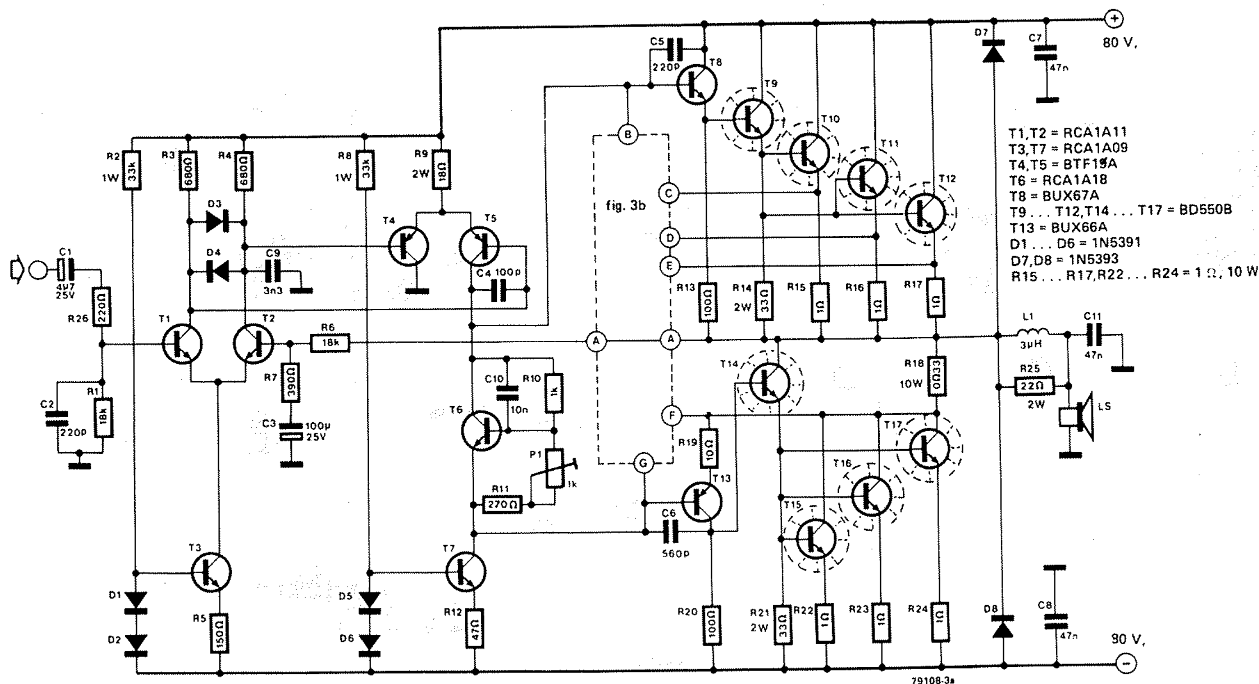
naar gegevens RCA
* niet opgegeven
** bij lagere voedingsspanningen (zie tekst)

T9 en T10, en de negatieve door T12 en T13. De twee transistorparen hebben ieder één drivertransistor. Het drietal T8, T9 en T10 fungeert zo als één NPN-transistor, en het drietal T11, T12 en T13 als PNP-transistor.
De kwasi-komplementaire eindtrap wordt voorafgegaan door twee differentiaaltrappen, bestaande uit T1 en T2 en uit T4 en T5; de gehele versterker is na de ingangskondensator C1 gelijkspanningsgekoppeld. De tegenkoppeling (ca. 30 dB) vindt plaats via R6 op de basis van T2. De ruststroominstelling van de eindtrap vindt plaats met behulp van T6. De ruststroom wordt ingesteld met P1; RCA geeft geen nadere informatie, maar een redelijke waarde voor de ruststroom lijkt 100 mA voor T9 + T10. T3 en T7 zijn beide geschakeld als stroombron.
Naarmare een eindversterker zwaarder is, kan er meer misgaan en zijn de gevolgen daarvan ernstiger. Een beveiliging tegen allerlei ongewenste situaties is dan ook wenselijk. Daartoe aangebracht zijn de antiparallel geschakelde dioden D3 en D4 die de differentiaaltrap T4/T5 vrijwaren tegen te hoge spanningspieken. De, normaal gesperde, dioden D7 en D8 beschermen de uitgang tegen spanningen die hetzij groter zijn dan de positieve voedingsspanning, hetzij kleiner dan de negatieve; deze situatie kan in teorie voorkomen wanneer de versterker sterk induktief belast wordt en de stroombegrenzing in- of uitschakelt. De belangrijkste beveiliging is die tegen kortsluiting en overbelasting van de uitgang (stroombegrenzing). Deze is in het schema van figuur 1a als onderbroken rechthoek getekend en apart afgebeeld in figuur 1b. De beveiliging bewaakt zowel de stroom door de eindtransistoren als de dissipatie van de gehele versterker. De beveiligingsschakeling doet dat aan de hand van de spanning over R15 resp. R16 (welke evenredig is met de positieve resp. negatieve uitgangsstroom). Wanneer een van deze spanningen te hoog wordt, gaat T14 of T15 geleiden en wordt de eindtrap dichtgestuurd. De dioden D9 en D10 beschermen de beveiligingstransistoren tegen verkeerd gepolariseerde spanningen tijdens periodehelften waarin ze niet aktief zijn.
Figuur 2 toont een bij de 120 W-versterker passende voeding. De waarden van de verschillende komponenten staan in tabel 3. De voeding bevat ook weer twee beveiligingen: de gebruikelijke netzekering en de termische schakelaar S_t. Deze wordt op het koellichaam van de eindtransistoren gemonteerd en schakelt de versterker uit wanneer de temperatuur hoger wordt dan 80°C. De trafo moet (voor stereo) wel 6 à 7 A kunnen leveren . . .
Voor een goede werking van de versterker moeten T4, T5 en T7 van een koelster worden voorzien. De drivers en de eindtransistoren moeten uiteraard ook gekoeld worden. T6 moet op het gemeenschappelijke koellichaam van de eindtransistoren worden ondergebracht. De termische weerstand dient per eindtransistor niet groter te zijn dan ca. 1°C/W. Desnoods mogen de eindtransistoren twee aan twee op koellichamen worden gemonteerd.
De in deze schakeling toegepaste komponenten zijn niet alledaags — altans niet voor de Elektuurlezer. De transistoren zijn alle van RCA, en zouden wel eens niet zo gemakkelijk verkrijgbaar kunnen zijn. De versterker wordt

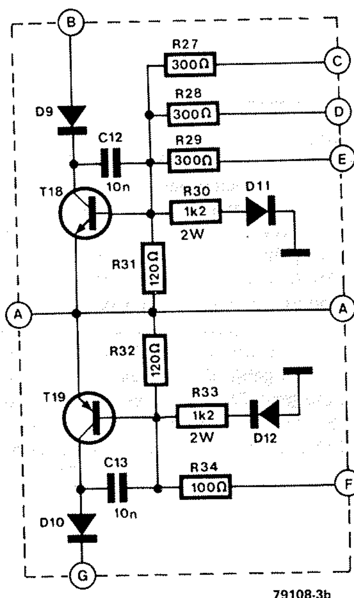
applikator

Applikator is een rubriek waarin nieuw ontwikkelde of recent op de markt verschenen komponenten worden beschreven. De inhoud is gebaseerd op door de fabrikanten cq. handelaren van de bewuste komponenten verschafte informatie en stoelt dientengevolge niet op praktijkervaringen.

3a



3b



D9,D10 = 1N5391
D11,D12 = 1N5316
T18 = RCA1A18
T19 = RCA1A19

Tabel 3.

gegevens bij figuur 2

	U_b (V)	trafo (stereo)	F (A)	$D_a \ldots D_d$	C_a, C_b
70 W/8 Ω	45	2 x 32 V/4,5 A	2	1N1344B (6 A)	10 mF*/75 V
120 W/4 Ω	45	2 x 32 V/6,5 A	3	1N1202A (12 A)	10 mF/75 V
120 W/8 Ω	65	2 x 46 V/6,5 A			
200 W/4 Ω	55	2 x 40 V/8,5 A	4	1N1202A (12 A)	10 mF/75 V
200 W/8 Ω	80	2 x 55 V/8,5 A			10 mF/100 V

* 10 mF = 10.000 μF

hier dan ook niet zo zeer als een kant en klaar nabouwprojekt gepresenteerd, maar meer als uitgangspunt voor experimenteerlustigen.

Wil men de 120 W-versterker gebruiken om 120 watt aan 4 ohm te leveren, zonder dat dit vermogen bij 8 ohm gehaald hoeft te worden, dan kunnen de voedingsspanningen verlaagd worden tot +45 V en −45 V (trafo 2 x 32 V) en kunnen voor de eindtransistoren BD 550-typen gebruikt worden in plaats van BD 550A.

Het kan nog zwaarder . . .

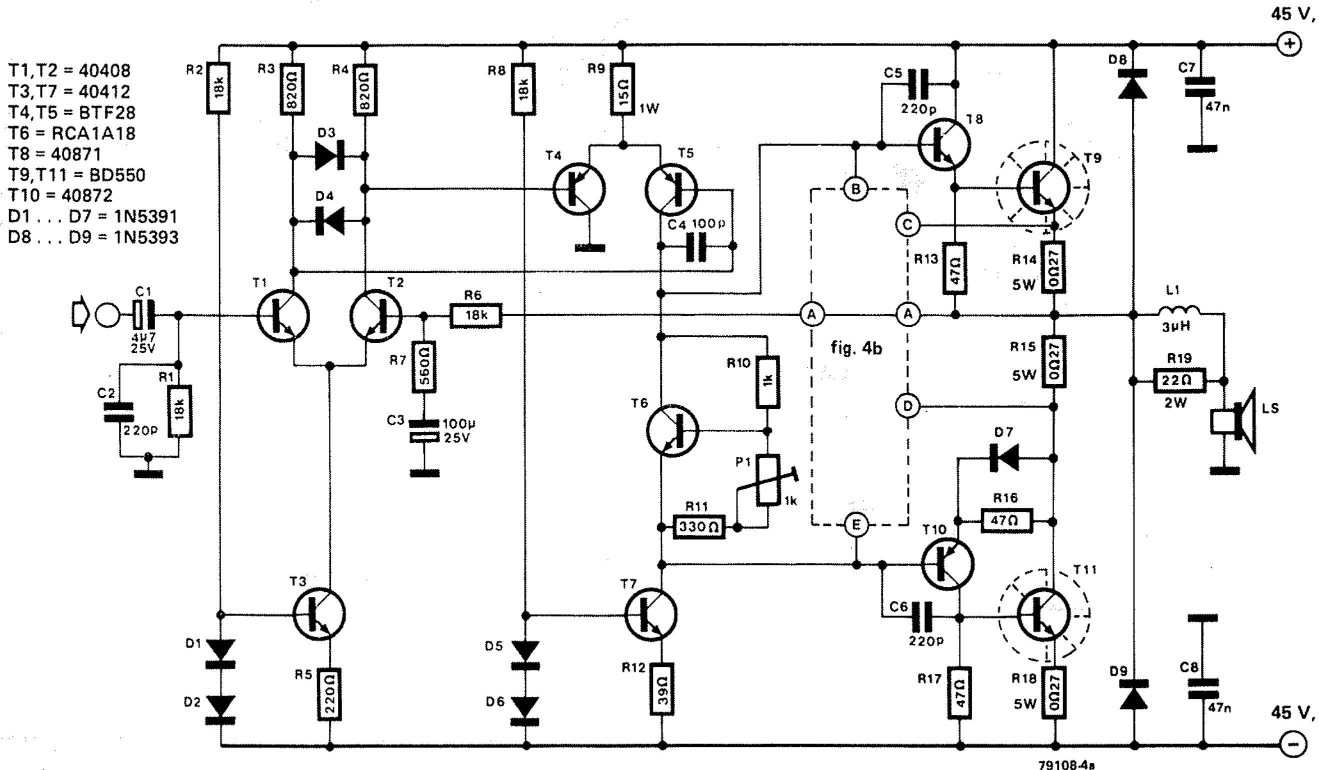
Er is eigenlijk geen reden aan te voeren waarom men de in de 120 W-versterker toegepaste taktiek van het parallelschakelen van eindtransistoren niet nog verder zou kunnen uitbuiten: in plaats van twee eindtransistoren kunnen er ook drie parallel staan. Dit treffen we dan ook aan in het schema van figuur 3a. Dit is een versterker die 200 watt kan leveren. Ook bij dit schema is het beveiligingscircuit tegen overbelasting afzonderlijk getekend (figuur 3b). Na de beschrijving van de 120 W-versterker behoeft deze schakeling weinig toelichting. Omdat het aantal eindtransistoren en het te leveren vermogen groter zijn, moeten de drivertrappen zwaarder worden uitgevoerd; vandaar dat deze elk zijn uitgevoerd met twee transistoren, waarvan de tweede (T9, T14), evenals de eindtransistoren van het type BD 550B is. De eigenschappen van deze schakeling treft men weer aan in tabel 2.

Wat de konstruktie betreft gelden er soortgelijke eisen als voor de 120 W-versterker: T4,

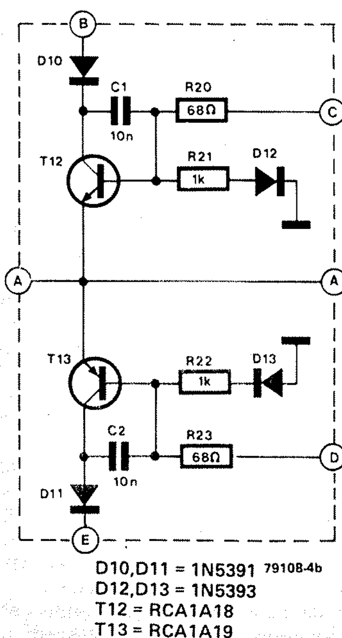
applikator

Applikator is een rubriek waarin nieuw ontwikkelde of recent op de markt verschenen komponenten worden beschreven. De inhoud is gebaseerd op door de fabrikanten cq. handelaren van de bewuste komponenten verschafte informatie en stoelt dientengevolge niet op praktijkervaringen.

4a



4b



T5, T7 en de drivers worden alle gekoeld, terwijl T6 samen met de eindtransistoren op één koellichaam gemonteerd moeten worden. De voeding kan volgens het schema van figuur 2 worden opgebouwd; de bijbehorende komponentwaarden staan in tabel 3.
Nemen we genoegen met een vermogen van 200 watt aan 4 ohm, zonder dat dit vermogen bereikt kan worden bij 8 ohm, dan kunnen we volstaan met voedingsspanningen van +55 V en −55 V (trafo 2 x 40 V) en kunnen de acht BD 550B-transistoren eventueel vervangen worden door BD 550A-typen.

. . . maar het kan ook iets bescheidener

Vermogens die door de versterkers van figuur 1a en figuur 3a geleverd worden zijn lang niet altijd nodig (om niet te zeggen: vrijwel nooit), ook al komt men dergelijke bakbeesten van versterkers tegenwoordig te pas en te onpas tegen. Grotere vermogens dan 200 W kunnen worden verkregen door het principe van de schema's verder uit te buiten. In de applikatie van RCA waaruit de hier gegeven schakelingen afkomstig zijn (zie literatuur) wordt ook het schema gegeven van een 300 W-versterker waarin per kanaal maar liefst achttien BD 550B's worden toegepast.

Voeding: plus en min 86 volt, 5 A per kanaal. Ruststroomvermogen: 90 watt. Op grond van deze afschrikwekkende cijfers beperken we ons hier tot de publikatie van een wat bescheidener schakeling: de versterker van figuur 4a, voor diegenen voor wie 120 W teveel is en die met 70 W genoegen nemen. Weer geldt ongeveer hetzelfde verhaal: beveiligingscircuit in figuur 4b; voeding in figuur 2 met komponentwaarden uit tabel 3. Ook de konstruktiedetails zijn gelijk aan die van de beide andere schakelingen: T4, T5, T7 en de drivers koelen, en T6 samen met de eindtransistoren op een koellichaam. Gegevens van de schakeling in tabel 2.

Literatuur:

BD 550, BD 550A, BD 550B Power Transistors. RCA datablad nr. 1109. Vertegenwoordiging voor Frankrijk en Benelux: RCA s.a., 32 Rue Fessart, 92100 Boulogne, Frankrijk.

applikator

Applikator is een rubriek waarin nieuw ontwikkelde of recent op de markt verschenen komponenten worden beschreven. De inhoud is gebaseerd op door de fabrikanten cq. handelaren van de bewuste komponenten verschafte informatie en stoelt dientengevolge niet op praktijkervaringen.

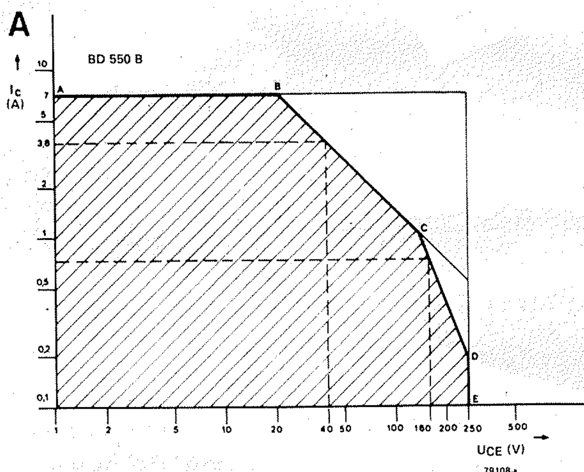
Waarom eigenlijk zo hoog?

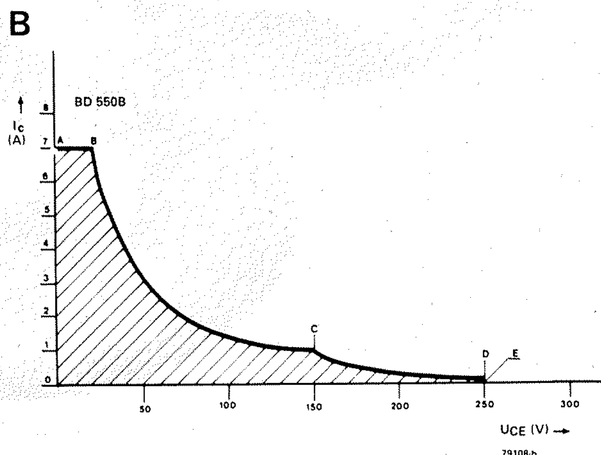
Wie een onbevooroordeelde blik werpt op een tabel met elektrische eigenschappen van een zware transistor — zoals de hier gebruikte BD 550-typen — staat misschien wat verbaasd van de daarin vermelde waarden. Is een maximaal toegestane kollektor-emitterspanning van 250 volt niet wat al te overdreven? Neem bijvoorbeeld het schema van figuur 3. Daarin is het grootste spanningsverschil dat tussen de positieve en de negatieve voedingsspanning, en dat bedraagt "slechts" 160 volt. Bovendien kunnen de zes eindtransistoren samen, vooropgesteld dat ze oneindig goed gekoeld worden, maar liefst 900 watt dissiperen, en zijn ze in staat 21 A aan de belasting te leveren. En dat terwijl de grootste stroom die geleverd moet worden (de piekstroom bij 200 W aan 4 ohm) nog niet de helft daarvan bedraagt. Zijn de versterkers eigenlijk niet wat overgedimensioneerd?

begrensd wordt door het horizontale lijnstuk AB. Immers, wanneer we boven deze lijn zouden komen, zou de kollektorstroom de maximaal toegestane waarde van 7 A overschrijden. Iets soortgelijks geldt voor het korte vertikale lijnstukje DE; zouden we in de grafiek verder naar rechts gaan, dan zou de kollektor-emitter-spanning groter worden dan de maximaal toegestane waarde van 250 V. Het lijnstuk BC is de begrenzing van het toegestane gebied door de maximale dissipatie van 150 W. Voor alle punten die op de lijn liggen is de dissipatie gelijk aan 150 W. Linksonder de lijn is de dissipatie kleiner dan 150 W; rechtsboven ligt het "verboden gebied" waar de dissipatie groter is dan 150 W. Dat deze dissipatiegrens een rechte lijn is, komt omdat de eenheden van de grafiek zowel horizontaal als vertikaal logaritmisch zijn uitgezet. Zouden we de eenheden lineair uitzetten, dan verandert het toegestane gebied aanzienlijk van vorm (figuur b). AB en DE blijven rechte, zij

plaatselijke verhitting van de basis-emitter-overgang. De doorslag wordt sekundair genoemd om verwarring met de gewone (zener)-doorslag te vermijden. Hoe de second breakdown precies in zijn werk gaat is hier van minder belang; wat ons interesseert is dat ook dit fenomeen beperkingen oplegt aan de spanningen en stromen die een transistor kan verwerken. De second breakdown resulteert dus ook in een begrenzing van het toegestane gebied, en wel in het lijnstuk CD. In de logaritmische grafiek is dit een rechte lijn, in de lineaire een gebogen kurve.

Bekijken we nu het schema van de 200 W-versterker. Stel dat er volledige uitsturing plaatsvindt bij 4 ohm. 200 watt aan 4 ohm komt overeen met een piekspanning van 40 V en een piekstroom van 10 A. Bij die piekspanning blijft over de transistoren die de stroom moeten leveren altijd nog 40 V staan. In de dissipatiekurve zien we nu dat de BD 550B bij die spanning niet zijn maximale stroom van 7 A kan leveren,





Een nadere beschouwing leert dat dit helemaal niet het geval is. We kunnen namelijk een BD 550B onmogelijk aan al zijn maximale waarden tegelijk blootstellen. Dat is gemakkelijk in te zien wanneer we ons realiseren dat het produkt van de maximale kollektor-emitterspanning (250 V) en de maximale stroom (7 A) overeenkomt met een vermogen van 1750 W, véél meer dan de maximale dissipatie van 150 W. We kunnen dit verschijnsel in beeld brengen in de *dissipatiekarakteristiek* (figuur a). Hierin zijn twee grootheden tegen elkaar uitgezet: de kollektor-emitter-spanning U_{CE} en de kollektorstroom I_C. Gearceerd is het gebied waarin de kombinaties van spanningen en stromen liggen die de transistor zonder kwalijke gevolgen permanent kan doorstaan; we zouden dit het *toegestane gebied* kunnen noemen (in het Engelse vakjargon heet het *safe operating area*).

Het is al onmiddellijk in te zien waarom het toegestane gebied naar boven

het veel kortere lijnstukjes, maar BC wordt een gebogen kromme (een gedeelte van een hyperbool, om precies te zijn). Uit de lineaire grafiek blijkt ook duidelijk dat de begrenzing door de dissipatie (BC) een flinke hap uit het toegestane gebied neemt.

Second breakdown

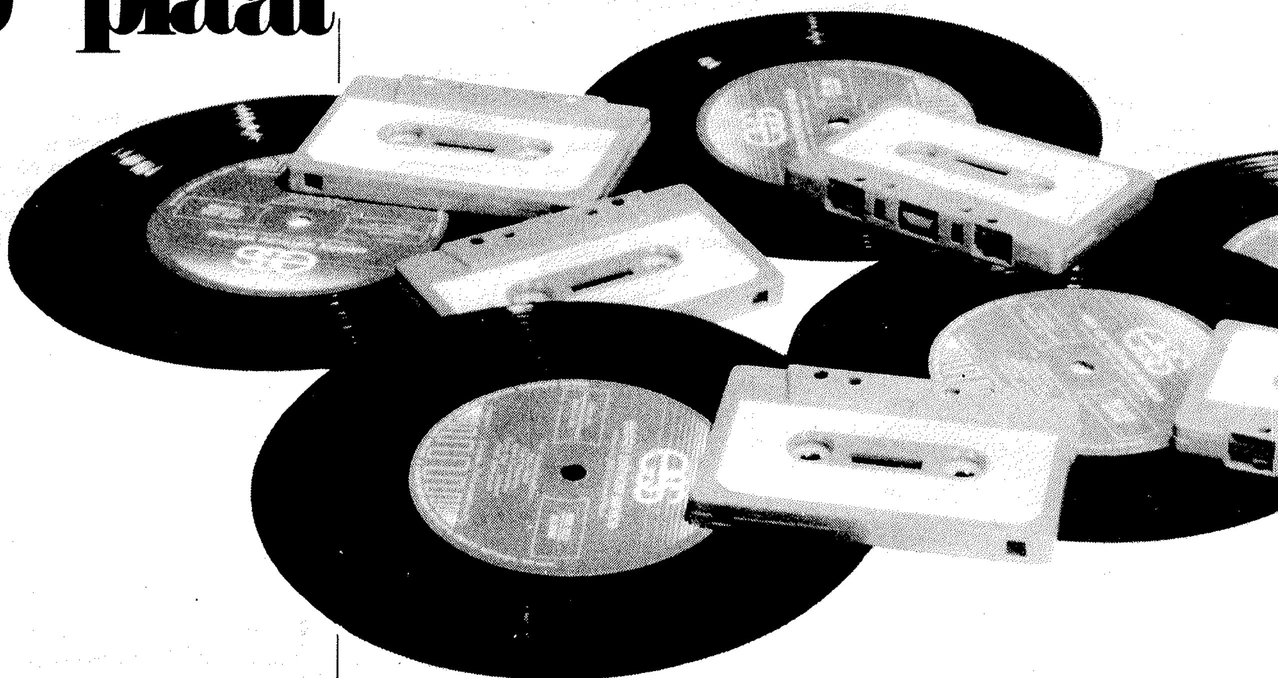
Een transistor kan kapot gaan door: a. er een te hoge spanning over aan te leggen, b. er een te grote stroom doorheen te sturen en c. hem teveel vermogen te laten dissiperen. Zou men een transistor per sé naar de andere wereld willen helpen, dan is er naast deze drie mogelijkheden (onder andere!) nog een manier: door gebruik te maken van de zogenaamde *second breakdown* (een Nederlands woord is er niet voor; men zou van sekundaire doorslag kunnen spreken). Second breakdown is een verschijnsel dat zich in principe voordoet bij alle transistoren maar vooral van belang is bij vermogenstransistoren. Het is een doorslag ten gevolge van een

maar niet meer dan 3,8 A. De drie transistoren samen kunnen een stroom aan van 11,3 A, beslist niet overdreven veel dus.

Men kan zich afvragen waarom de versterker zo gedimensioneerd is dat er bij volledige uitsturing nog 40 V over de (op dat moment maximaal geleidende) transistoren staat. De belangrijkste reden daarvoor is dat op die manier ook het volle vermogen bij 8 ohm gehaald wordt — dan is immers de piekspanning hoger en de piekstroom lager. Bovendien heeft een zekere reserve een gunstige invloed op vervorming en oversturingsgedrag, terwijl men ook rekening moet houden met het inzakken van de voedingsspanningen.

Literatuur:
Solid-State Power Circuits, RCA Designers Handbook, Technical Series SP-52, Sommerville USA 1971

nieuwe SC/MP-programma's op plaat



Goed nieuws voor SC/MP-bezitters. Er zijn weer een tweetal software-platen in de ESS-service opgenomen. De ene plaat bevat het komplete NIBL-E-programma. Op de andere plaat staan een aantal spelletjes, een programma voor een lopende tekst, een tracer-, een disassembler- en een bioritmiekprogramma. In onderstaande tekst volgt een beschrijving van de laatstgenoemde software-plaat.

Ieder programma wordt voorafgegaan door een aantal 1200 Hz tonen, die het programmanummer aangeven.

Programma 1: Luna.
R. Bayer

Dit programma simuleert de landing van een LEM (maanlander) op het maan-oppervlak.
Het display van het Elektuur SC/MP-systeem levert informatie over de hoogte boven het maanoppervlak, de daalsnelheid en de hoeveelheid brandstof in de tank. Met een gedeelte van het toetsenbord van de hex-I/O kan de speler de daalsnelheid beïnvloeden. Na programmastart (op adres ØCØØ) verschijnt "Luna" op het display. Vervolgens kan het spel worden gestart door een willekeurige toets aan te slaan, waarna het display op de eerste drie digits (links) aangeeft op welke hoogte de LEM zich bevindt. Het vierde digit blijft gedoofd, evenals het zevende. De hier tussenliggende digits vijf en zes geven de momentele daalsnelheid aan. Tenslotte toont het meest rechtse digit de brandstofreserve.
De stuwkracht van de motor (waarmee niet alleen afgeremd maar ook de richting omgekeerd kan worden) kan met de toetsen 0 t/m 7 worden gewijzigd. Het indrukken van de 0-toets heeft daarbij het afschakelen van de motor tot gevolg en . . . deze is daarna niet meer te starten. De beginwaarde van de motorstuwkracht wordt door het programma op twee ingesteld, hetgeen tot gevolg heeft dat de LEM met steeds groter wordende snelheid op het maanoppervlak toesuist. De maximale stuwkracht van de motor is niet onbeperkt en wanneer niet op tijd méér "gas" gegeven wordt zal de LEM op het maanoppervlak te pletter slaan. De maximaal toegestane landingssnelheid is 01. Lukt het om de LEM met deze snelheid "aan de grond te zetten" dan toont het display afwisselend de landingsgegevens en de boodschap "landed".
Het is natuurlijk de bedoeling dat de landing perfect verloopt, maar het besturen van een LEM is geen eenvoudige zaak. In veel gevallen zal de landing dus "iets te ruw" verlopen met als gevolg dat met een hogere snelheid dan 01 wordt geland. De ongezonde afloop van de landing wordt door het display gemeld met "crashed!". Natuurlijk ook in dit geval afgewisseld met de landingsgegevens.
Niet alleen een te hoge landingssnelheid

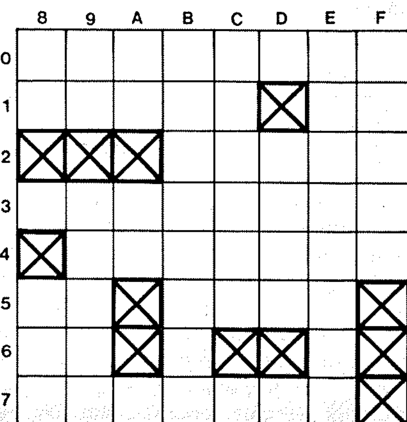
kan de oorzaak zijn van een "crash". Wanneer wat onbeholpen met de motorstuwkracht wordt omgesprongen zal de brandstof al gauw op zijn. Het display geeft dit aan met een F op digit acht. De motor valt dan uit en de landing wordt op fatale wijze beëindigd . . . crashed!
Wanneer het Elektuur SC/MP-systeem voorzien is van een luidsprekerinterface zorgt het Luna-programma ook nog voor enige toepasselijke geluiden. De stuwkracht van de motor is steeds herkenbaar aan de toonhoogte van het gereutel dat uit de luidspreker komt. Bij een mislukte landing wordt er flink wat lawaai geproduceerd, dat als ontploffing kan worden geïdentificeerd. Hoe groter de landingssnelheid is des te langer zal het lawaai voortduren.
De landing kan worden onderbroken door tussentijds een willekeurige toets in te drukken (met uitzondering van de toetsen 0 t/m 7. Het programma meldt zich dan weer met "Luna". Dit laatste geldt ook wanneer na de landing of de crash willekeurig op een toets wordt gedrukt. Een tweede toetsdruk doet de landing weer beginnen.

Programma 2: Zeeslag.
F. Schuldt

Normaal wordt het zeeslagspel door twee personen gespeeld. De computer neemt in dit geval de funktie van de tegenspeler over.
Het spel wordt gespeeld op een "oceaan" van 64 vakjes, zoals aangegeven in figuur 1. In totaal nemen zes schepen aan de slag deel: Twee met een lengte van drie vakjes, twee van twee vakjes en twee van één vakje lang. De schepen mogen alleen in horizontale of vertikale positie op het veld worden gezet en zij mogen elkaar niet raken, verder is de positie willekeurig. Na het starten van het programma op adres ØC4Ø verschijnt de programmanaam "Ships" op het display. Na het indrukken van een willekeurige toets "tekent" de SC/MP-computer zijn eigen speelveld in het geheugen. Zodra dit gebeurd is vraagt de computer om het eerste schot van zijn tegenspeler door "Fire" op het display te schrijven. Nu kunnen de koördinaten worden ingetypt van de positie waarop geschoten wordt; beginnend met het regelnummer en vervolgens het kolomnummer of -letter. De computer kan op drie verschillende manieren op het schot antwoorden.

1. Een treffer wordt met "Hit" op het display aangegeven. Na een korte vertraging wordt dan om het volgende schot gevraagd .. "Fire".
2. Wanneer een schip tot zinken is gebracht, d.w.z. dat alle vakjes van een schip zijn getroffen, dan meldt de computer dit via "Lost" op het display, waarna na een korte vertraging nog een keer geschoten mag worden . . . "Fire".
3. Een misser wordt met "fail" op het display aangegeven. Na een korte vertraging schiet de computer zelf, aangeduid door "shot XY" op het display. Nu heeft de speler drie mogelijkheden om op het schot te antwoorden:
1. Een treffer wordt aangegeven door de down-toets in te drukken. De computer antwoordt prompt met het volgende "shot XY".
2. Een gezonken schip wordt met de up-toets aangegeven. Ook hier antwoordt de computer met het volgende schot.
3. Een misser kan met iedere willekeurige andere toets worden aangeduid.

De computer vraagt dan weer om een schot van zijn tegenspeler . . . "Fire". Zodra alle schepen van één der spelers tot zinken zijn gebracht, verschijnt "end" op het display. Na een korte vertraging springt het programma terug naar het begin . . . "ships" en kan met een volgend spel worden begonnen.



Programma 3: Keyplay.
F. de Bruijn

Dit spelletje staat onder verschillende namen bekend: "NIM" of "lucifertje nemen". In de plaats van lucifers of andere stoffelijke zaken wordt dit spel met getallen gespeeld. De spelregels zijn eenvoudig: Degene die het eerst op nul komt heeft gewonnen.
Na het starten op adres ØCØØ verschijnt "GE" op de displays. GE betekent zoveel als Give Entry. Hierna moet een viercijferig decimaal getal worden ingegeven, dat de startwaarde aangeeft. Daarna volgt de aanduiding "LI" op het display (LI = limiet), waarmee een viercijferig decimaal getal wordt opgevraagd (intypen). Deze limiet geeft de maximale waarde aan waarmee het saldo kan worden verminderd. De speler mag als eerste een getal aftrekken. De computer geeft dit aan door op het eerste display (links) de letter U (you) te zetten. Is dit getal (vier cijfers) nul of groter dan de limiet, dan wordt het door de computer geweigerd en verschijnt kortstondig "reject" op het display gevolgd door "U". Valt het ingegeven getal binnen de gestelde limieten dan voert de computer de berekening uit en toont het resultaat met de aanduiding "SAXXXX". Vervolgens berekent de computer zelf een getal. Dit wordt gedisplayed met de aanduiding "I". Het resultaat van de berekening volgt daarna automatisch: "SAYYYY". Deze cyclus blijft zich herhalen tot één van de spelers de waarde nul bereikt. Afhankelijk van de winnaar verschijnt op het display dan "I LOSE" of "U LOSE". Het programma kan opnieuw worden gestart door de halt/reset-toets in te drukken.

Programma 4: Runtext.
R. Brinkmann

Runtext kan maximaal zestien verschillende teksten met een lengte van maximaal 256 tekens in lichtkrantformaat weergeven op de zeven segment displays van de SC/MP-microcomputer.
Na de programmastart (adres ØCØØ) verschijnt "runtext" op het display. Vervolgens kan met één van de toetsen 0 t/m F een keuze worden gemaakt uit één van de zestien teksten. Tijdens het schrijven van een bepaalde tekst kan direkt worden overgegaan naar een andere tekst door nogmaals een toets naar keuze in te drukken.
Het programma is in drie delen op te splitsen.

1. Een keuzegedeelte, dat met behulp van de Elbug-routine LDKB1 vaststelt welke tekst verlangd wordt. Dit gedeelte plaatst het startadres van de tekst in pointer 2 en de lengte van de tekst in een voor dit doel gereserveerde geheugenplaats (zie listing).
2. Een displaygedeelte, dat de tekst (PTR 2) overbrengt naar het display (PTR 1). Dit gedeelte test tevens of een andere tekst wordt verlangd. Zolang dit niet het geval is wordt de

ingestelde tekst steeds herhaald. De lichtkrantsnelheid is binnen brede grenzen instelbaar door de geheugenplaatsen ØD48 en ØD57 te veranderen.
3. Een tekstgedeelte, hierin staat de tekst opgeslagen in zeven-segmentvorm. Per teken wordt één geheugenplaats gebruikt (8 bits). Iedere tekst begint met zeven spaties (ØØ), zodat een tekst altijd op een schone "lei" kan beginnen. Doordat de spaties vóór de tekst staan, wordt het display ook bij het starten van een andere tekst eerst gewist. Bij het laden van dit programma vanaf de plaat wordt behalve het in de listing weergegeven gedeelte ook een aantal teksten in het geheugen gezet. Het geheugen wordt daarom t/m ØE33 beschreven.

Programma 5: Bioritmiek. H. Prante

In Elektuur mei 1977 werd reeds een programma voor de HP 65 calculator gepubliceerd waarmee de bioritmische getallen konden worden berekend. Nu is er ook een dergelijk programma voor het Elektuur SC/MP-systeem.
Na het starten van het programma op adres ØCØØ verschijnt gedurende enige tijd "today" op het display. Hierna dient de datum te worden ingegeven van de dag waarvan men de bioritmische gegevens wil kennen. De volgorde die moet worden aangehouden is: dag, maand en jaar (zonder 19). Direkt daarna verschijnt gedurende enige tijd "birthday" op het display. Waarna ook hier de gewenste datum dient te worden ingegeven. De computer maakt vervolgens zijn berekening en schrijft de gevonden waarden op het display. De volgorde van aanduiding is naast elkaar op het display de waarde voor respektievelijk lichaamsritme, gevoelsritme en intelligentieritme. Een nieuwe berekening kan worden begonnen door op de halt/reset-toets te drukken, waarna de cyclus van voren af aan begint.
Ter opfrissing van het geheugen: Het lichaamsritme telt 23 dagen, waarbij de kritische punten liggen tussen de 11e en 12e dag en op de 23e dag. Het gevoelsritme telt 28 dagen, met de kritieke punten op dag 14 en dag 28. Het intelligentieritme telt 33 dagen, waarbij de kritische punten liggen tussen de 16e en 17e dag en op de 33e. De eerste helft van een ritme cyclus heeft altijd een positieve invloed, de tweede helft altijd een negatieve invloed op de bioritmische gesteldheid.

Programma 6: Tracer. J. Fischer

Dit programma biedt een forse uitbreiding op het monitorprogramma van het Elektuur SC/MP-systeem. De CPU-routine van Elbug kan slechts één breakpoint behandelen en deze routine moet bovendien steeds opnieuw worden aangeroepen.
Met Tracer wordt het ontwikkelen en vooral het testen van een programma veel eenvoudiger. Onafhankelijk van Elbug kan met dit programma elk ander programma in "single instruction mode" worden uitgevoerd. Instruktie voor instruktie kan zo ieder willekeurig programma worden doorgetest. Tussen elke instruktie in kunnen alle registers worden bekeken op hun inhoud (P1, P2, P3, Accu, Extension Reg., Status Reg.). Het display van het SC/MP-systeem levert daarbij informatie over de stand van de programcounter en de bijbehorende instruktie, vóórdat deze instruktie wordt uitgevoerd. Eventueel kunnen tijdig gesignaleerde fouten worden gekorrigeerd door de single instruction mode tijdelijk te verlaten.
Tracer kan de single instruction mode op drie verschillende manieren uitvoeren:
1. High speed: Met een snelheid van ongeveer één instruktie per millisekonde wordt het te testen programma uitgevoerd totdat het adres wordt bereikt, waar automatisch moet worden overgeschakeld naar low speed. Het display blijft gedoofd.
2. Low speed: Gedurende ongeveer één sekonde wordt het adres en de daarbij behorende instruktie op het display weergegeven. Vervolgens wordt de instruktie uitgevoerd en blijft het display gedurende ongeveer één sekonde gedoofd. Deze cyclus blijft zich herhalen totdat het adres wordt bereikt, waar automatisch moet worden overgeschakeld naar manual step. Wanneer voordat dit adres wordt bereikt een willekeurige toets wordt ingedrukt, springt Tracer direkt over naar manual step.
3. Manuel step: Een instruktie wordt pas uitgevoerd nadat hiervoor door het indrukken van een willekeurige toets (met uitzondering van de CPU-routine-toets) opdracht is gegeven. Na het indrukken van de toets blijven adres en instruktie (+ displacement) nog ongeveer één sekonde zichtbaar. Na een korte vertraging (1 sekonde) verschijnt het volgende adres met de instruktie op het display.

In alle drie de gevallen staan keyboard en display ter beschikking voor de in- of uitvoer van gegevens. Nadat Tracer op adres ØCØØ is gestart, verschijnt "SS . . . ." (single step) op het display. Nu moeten achtereenvolgens drie adressen worden ingegeven:
1. Het startadres van het te testen programma.
2. Het adres waar moet worden overgeschakeld naar low speed.
3. Het adres waar moet worden overgeschakeld naar manual step.

Tracer begint met de uitvoering van het programma wanneer vervolgens een willekeurige toets wordt ingedrukt. Het eerste gedeelte van het programma wordt altijd in high speed afgewerkt tenzij adres 2 gelijk is aan het startadres (1). In de "high speed single instruction mode" zijn keyboard en display ogenschijnlijk normaal operationeel. Na het overschakelen naar low speed of manual



step wordt dit iets moeilijker. Bij low speed moet het toetsenbord worden aangeslagen *in de sekonde dat de instruktie op het display zichtbaar is.*
Bij manual step direkt nadat de opdracht tot uitvoeren van de instruktie is gegeven (binnen 1 sekonde). De tijd tussen het weergeven van twee opeenvolgende instrukties (het display is dan gedoofd) wordt gebruikt om het beschrijven van het display door het te testen programma zichtbaar te maken. Bij de volgende programmastap wordt het display echter weer overgeschreven, zodat informatie alleen in enkelvoudige digits zichtbaar gemaakt kan worden.
Als onderbreking van low speed en manual step kunnen alle registers van de CPU worden bekeken. Vanuit low speed moet hiervoor eerst worden overgesprongen naar manual step (willekeurige toets). Op het display is te zien welke instruktie uitgevoerd *gaat* worden. Nu kan de CPU-kommandotoets worden aangeslagen. Het display zal vervolgens de terugmelding "CP" geven. Met het hexadecimale toetsenbord kan nu een keuze worden gemaakt uit de registers. De te gebruiken toetsen zijn dezelfde als bij de Elbug CPU-routine te weten:
1 = PTR 1, 2 = PTR 2, 3 = PTR 3, 5 = Status Reg., A = Accu, E = Extension Reg.
De CPU-routine kan op de volgende manieren worden verlaten:
S(ubtract)-toets: Tracer kan opnieuw worden gestart.
R(un)-toets: Terugkeer naar high speed. Tracer verwacht nu twee adressen: Een adres waar moet worden overgegaan op low speed en een adres waar moet worden overgegaan op manual step.
DOWN-toets: Tracer vervolgt met low speed.
UP-toets: Tracer vervolgt met manual step.
Nadat Tracer met één van deze toetsen opnieuw gestart is, staan alle beschreven mogelijkheden weer normaal ter beschikking.

Programma 7: Disassembler. F. de Bruijn

Een disassembler is een programma waarmee listings kunnen worden gemaakt (uiteraard zonder kommentaren) van machinetaalprogramma's. Een dergelijk programma is derhalve de tegenpool van de assembler; Als weergavemedium gebruikt de disassembler een printer of een (elek)terminal. In het laatste geval is echter de verkregen informatie slechts tijdelijk beschikbaar omdat de listing niet op papier komt.
Het seriële signaal voor de printer of het video-display is beschikbaar op flag Ø met een transmissiesnelheid van 300 baud. Deze snelheid kan gewijzigd worden met behulp van de volgende tabel:

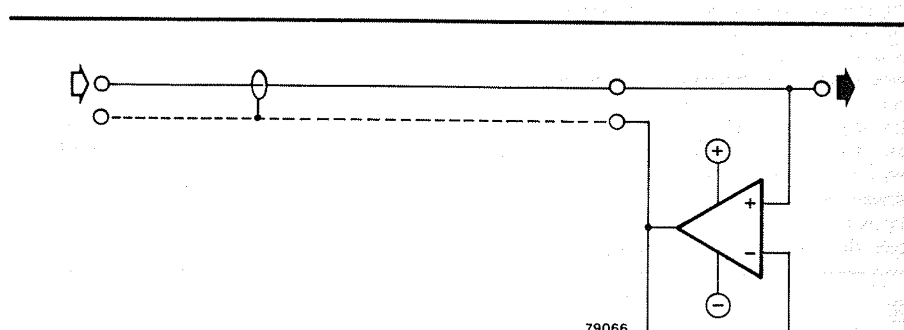
adres	110 baud	300 baud	600 baud	1200 baud
159B	97	64	25	86
159D	17	Ø6	Ø3	Ø1
15A7	89	FØ	5Ø	81
15A9	Ø8	Ø2	Ø1	ØØ

Het programma is 1,5 K groot. De mogelijkheden zijn:
a) Het beginadres opgeven van het te disassembleren programma.
b) Eventueel een tabel opgeven, het begin- en eindadres.
c) Een byte voor een software-teller of tijdelijk geheugen wordt herkend, indien dit als 2Ø in het programma staat.
d) Aantal regels die achter elkaar gedisassembleerd worden.

Het programma wordt gestart op adres 1ØØØ, waarna "DI . . ." op het display komt te staan. Nu kan het beginadres worden opgegeven en vervolgens evt. één tabel. Hiervoor moet eerst de blocktransfer-toets worden ingedrukt. Wordt een andere toets ingedrukt dan neemt het programma aan dat er geen tabel is. Is er echter wel een tabel dan kan nu het beginadres worden opgegeven gevolgd door het eindadres + 1. Daarna kan worden opgegeven hoeveel regels er op het video-display geschreven moeten worden, in *hexa-decimale* waarde. Voor de Elekterminal zal dit ØØ1Ø zijn. De maximale waarde is ØØFF, dit is echter al zeer veel; hierom is afgezien van nog meer regels.
Het programma begint meteen op het video-display of de printer te schrijven, en stopt na het aantal opgegeven regels. Nu kunnen de volgende regels na het indrukken van de halt/reset-toets worden geschreven.
Het programma geeft een "?" indien het een instruktie niet kent. Bij jumps wordt, voor zover het een sprong volgens de programma-counter betreft, het adres waarnaar toe gesprongen wordt aangegeven. Ook bij instrukties welke volgens de programma-counter werken wordt het adres opgegeven waarop de instruktie betrekking heeft. ◀

afscherming met nul pF

In een groot aantal toepassingen is het nodig om signaalverbindingen af te schermen om allerlei storingen buiten de deur te houden. Mèt de afscherming haal je echter wel een kapaciteit in huis. Tussen de signaalvoerende binnenader(s) en de metalen afscherming "staat" een aantal pF. Hoe langer de leiding, des te "dikker" de kondensator.
Kondensatoren kunnen het gedrag voor hogere frekwenties van de signaaloverdracht nadelig beïnvloeden. Denk aan de invloed op de frekwentiekarakteristiek van een MD-element van de afgeschermde verbinding tussen element en versterker. Nu kunnen kapaciteiten niet worden weggewerkt. Het effekt ervan echter wel. Als ervoor gezorgd kan worden dat de lading op de kondensator konstant is (bijvoorbeeld nul), in ieder geval niet afhangt van de signaalwisselspanning, is het nadeel van afscherming weggenomen.
Hoe? De afscherming wordt via een (1 x versterkende) spanningsvolger (waarvan de uitgangsimpedantie aanzienlijk lager is dan die waartussen de signaalleiding zich bevindt) met de signaalspanning verbonden. Dat laatste kan aan het begin of aan het eind van de leiding plaatsvinden. Het andere uiteinde van de afscherming wordt nergens mee verbonden. Nu is bereikt dat de afschermingskapaciteit geen enkele kapacitieve rol meer speelt omdat signaalleiding en afscherming dezelfde wisselspanning voeren. De afschermende werking blijft gehandhaafd omdat de uitgangsimpedantie van de opamp laag is.



Als de afscherming tevens als nulleider dienst deed, moet hier een vervanger voor worden gevonden. Er zijn meerdere mogelijkheden. Een extra ader binnen of een extra afscherming om de geneutraliseerde afscherming, of beide. In het laatste geval wordt de afscherming verbonden met de metaal-massa aan "zend"- en "ontvangzijde" en doet geen dienst als nulleider. ◀

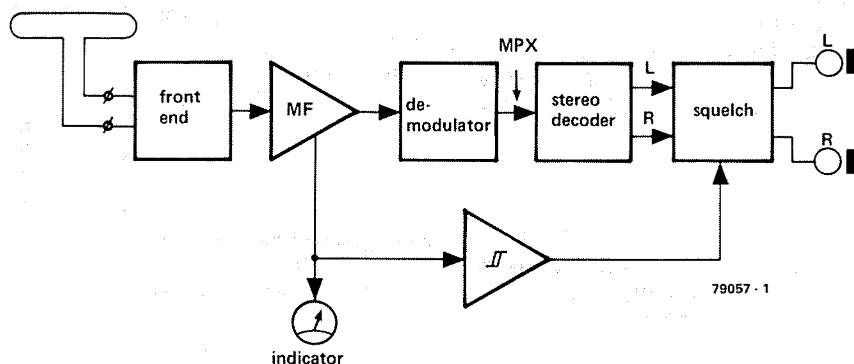


Denkbeelden en schakelingen die de redaktie kwijt wil, ofschoon ze door gebrek aan tijd of middelen niet werden afgerond, als uitdaging aan onze lezers om deze ideeën-in-de-dop uit te broeden.

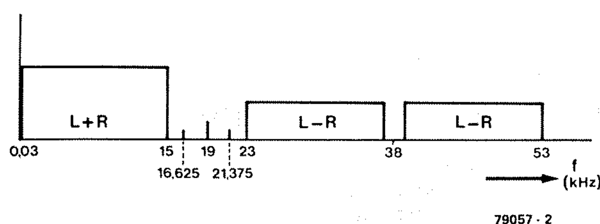
Squelch voor FM-stereo

De meeste FM-ontvangers zijn voorzien van een of andere schakeling voor het onderdrukken van de ruis die ontstaat bij misafstemming (squelch, ook wel stille afstemming of muting genoemd). Dankzij een dergelijke schakeling dringt de zeer hinderlijke ruis "tussen de stations" niet door in het audiosignaal.
De meeste squelch-schakelingen verzorgen een onderdrukking van het audiosignaal aan de hand van een regelsignaal dat ontleend wordt aan de middenfrekwentversterker (zie figuur 1). Het audiosignaal wordt zodoende onderdrukt wanneer de signaalsterkte van het ontvangen hoogfrekwentsignaal beneden een bepaald nivo ligt. De sterkte van het ontvangen signaal is echter niet zonder meer een maat voor de ontvangstkwaliteit. Het is heel goed mogelijk dat de signaalsterkte tamelijk hoog is, maar desalniettemin de ontvangstkwaliteit slecht. Dit kan bijvoorbeeld het geval zijn bij de zogenaamde multipath-vervorming, een zeer hinderlijke vervorming ten gevolge van het feit dat het zendersignaal niet alleen rechtstreeks, maar ook via reflekties de ontvanger bereikt. Ook is het mogelijk dat twee zenders op dezelfde frekwentie werken en de ontvangen signalen nagenoeg even sterk zijn. Bij elkaar geteld leveren die signalen dan een relatief groot ontvangersignaal op, maar een behoorlijke ontvangst is uiteraard niet te verwachten.
Het is dan ook veel beter om het regelsignaal voor de squelch niet af te leiden van het middenfrekwentsignaal, maar van het gedemoduleerde FM-signaal; dat is tenslotte het signaal waarom het gaat. Een indruk van dit gedemoduleerde, zogenaamde stereo multiplex-signaal (MPX) geeft figuur 2. Hierin is het spektrum van het multiplex-signaal (dat dus nog niet door de stereodekoder is behandeld) afgebeeld. Het gebied tussen 30 Hz en 15 kHz bevat het mono geluidssignaal (L + R), terwijl tussen 23 kHz en 53 kHz de op een draaggolf van 38 kHz gemoduleerde stereoinformatie voorkomt (L - R). Voor het op een gemakkelijke manier detekteren van het al dan niet aanwezig zijn van een zendersignaal vallen deze frekwentiegebieden af. Het is immers met eenvoudige middelen niet mogelijk om eenduidig vast te stellen of een in deze gebieden voorkomend signaal een zinvol, gedemoduleerd zendersignaal is, of gewoon ruis.
In principe zouden we wèl kunnen konkluderen of de ontvanger goed op een zender is afgestemd in het frekwentiegebied boven 53 kHz. Bij een goede afstemming zal het daar

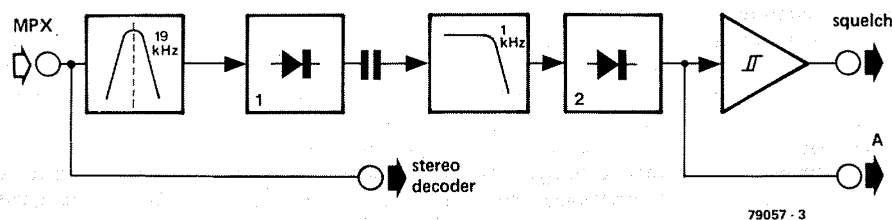
1



2

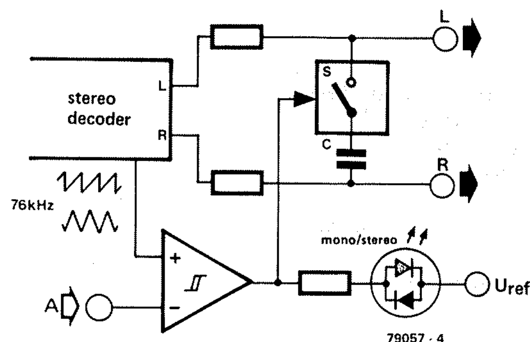


3

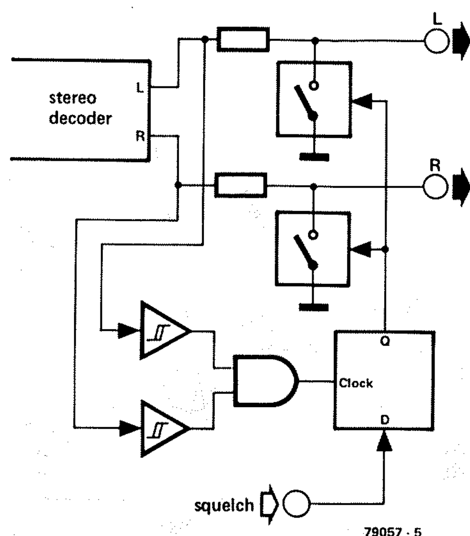


"stil" zijn, en bij een verkeerde afstemming zal er ruis voorkomen. In de praktijk is het gebied boven 53 kHz echter weer minder geschikt, omdat er allerlei stoorsignalen van in naastgelegen kanalen opererende zenders in kunnen doordringen.
Interessanter lijkt het gebied rond de piloottoon van 19 kHz, ook al wordt in dit gebied de ruimte steeds kleiner, nu men (ten minste in Nederland) het plan heeft opgevat op 16,625 of 21,375 kHz een radioteletextsignaal uit te gaan zenden (men is al geruime tijd bezig met proefuitzendingen). In de meeste, zo niet alle via ruis werkende squelchschakelingen werd getracht, een dusdanige selektiviteit van de ruisversterker te bereiken, dat geen hinder werd ondervonden van het 19 kHz pilootsignaal. Er is echter niets op tegen, de ruisversterker nu juist op 19 kHz af te stemmen, temeer daar het bandje rond deze frekwentie van spektrale toevoegingen gevrijwaard zal blijven, omdat anders de stereo-dekoder in moeilijkheden komt. De in dit gebied voorkomende piloottoon is weliswaar in zekere zin op te vatten als een "storende" faktor in het ruissignaal (de toon is immers geen ruis), maar hij vormt een "schone verontreiniging", omdat hij konstant is. Dit in tegenstelling tot de andere komponenten van het spektrum. We hoeven het ruissignaal in een bandje rond 19 kHz slechts gelijk te richten en een weinig af te vlakken om de eventueel aanwezige piloottoon "onschadelijk" te maken; deze is dan tot gelijkspanning omgevormd. Wanneer we het gelijkgerichte signaal niet al te drastisch afvlakken, zal de eventuele ruiskomponent nog steeds als ruis aanwezig zijn; gelijkgerichte ruis blijft ruis.
Een blokschema van een squelchschakeling volgens deze nieuwe opzet is afgebeeld in figuur 3. Het gefilterde 19 kHz bandje wordt gelijkgericht in piekdetektor 1. Een 19 kHz signaal verschijnt aan de detektoruitgang als gelijkspanningskomponent, die hier niet storend is, omdat alleen de van detektor 1 komende ruis van belang is. De ruis beneden bijvoorbeeld 1 kHz wordt gelijkgericht met detektor 2 en aktiveert boven een bepaalde waarde via een trigger de squelch.

4



5



Wat doen we met het squelch-signaal?

De hoeveelheid ruis in het gedemoduleerde signaal kan niet alleen gebruikt worden om te bepalen wanneer het audio-signaal onderdrukt moet worden, maar ook om vast te stellen wanneer omschakeling van stereo naar mono gewenst is. Vaak is er namelijk nog wel een aanvaardbare mono-ontvangst mogelijk, terwijl het stereosignaal zonder meer slecht is.
Het verschil in signaal/ruisverhouding tussen mono en stereo bedraagt ca. 22 dB en dit verschil is eigenlijk te groot om abrupt van mono naar stereo te schakelen. Een klein aantal ontvangers is dan ook uitgerust met een "tussenstand"; dat wil zeggen dat de ontvanger op stereo is geschakeld, maar er een bepaalde overspraak tussen de beide kanalen wordt geïntroduceerd boven ca. 3 kHz. Hierdoor geniet men niet de volledige stereoruis, terwijl toch een stereogeluidsbeeld bestaat. Aangezien men doorgaans wenst, dat de signaal/ruisverhouding niet beneden een bepaalde waarde daalt, is het zinvol, dat de mate van overspraak door middel van een spanning kan worden geregeld. Figuur 4 geeft hiervoor een mogelijke oplossing. De via de kondensator C te introduceren overspraak hangt af van de duty-cycle van het stuursignaal voor de analoge schakelaar S. Om interferentiefluitjes te vermijden, dient dit schakelsignaal synchroon te zijn met de in de stereodekoder opgewekte hulpdraaggolf of een harmonische ervan. In PLL-dekoders is meestal een 76 kHz signaal aanwezig met een golfvorm die rechtsstreeks kan worden gebruikt. Een indikatie betreffende de toestand (geheel mono tot geheel stereo) kan bijvoorbeeld worden verkregen door middel van een tweekleuren LED met antiparallelle dioden.
Van een goede squelch mag verwacht worden dat er geen bijverschijnselen worden geproduceerd (plop, klik enz.). Dit betekent dat de squelch in de nuldoorgang van het signaal moet schakelen. Een mogelijkheid dit te verwezenlijken (althans het principe daarvan) wordt gegeven in figuur 5. De komparators "slaan om" bij een nuldoorgang van het ingangssignaal. Men ziet dat de flipflop alleen een positieve flank in het signaal op de clockingang te verwerken krijgt bij een gelijktijdig positief gaande nuldoorgang in linker- en rechtersignaal. Alleen bij die gelegenheid kan de uitgang van de flipflop van nivo veranderen en de squelch schakelen.

In de loop der jaren zijn reeds zeer veel voorstellen gedaan om auto-diefstal te voorkomen. Een deel van die maatregelen heeft betrekking op gebruik door onbevoegden die op één of andere manier het kontaktslot overbruggen. Een ander deel kan bovendien zijn dienst bewijzen in gevallen dat de illegale bestuurder gebruik maakt van een valse sleutel of zelfs van de echte sleutel! In dergelijke gevallen bedient men zich bijvoorbeeld van een verborgen schakelaar in de leiding naar de bobine, in de hoop dat deze schakelaar onontdekt blijft. In principe is dit natuurlijk een goede oplossing, maar er blijven nog enkele grote bezwaren over:
De schakelaar moet goed verborgen zijn en moet toch voor de bestuurder goed bereikbaar zijn; twee tegengestelde eisen die nauwelijks tegelijk te vervullen zijn. Verder moet na het uitschakelen van de ontsteking de schakelaar weer in de "uit"-stand worden gezet; iets wat gauw vergeten kan worden en dan de hele opzet waardeloos maakt.
Met de schakeling volgens figuur 1 is getracht deze beide bezwaren te omzeilen. Om de motor te starten, wordt eerst de schakelaar S1 met de kontaktsleutel gesloten. Wil men daarna het startkontakt bedienen door verder draaien van de sleutel, dan gaat de motor wel draaien, maar hij slaat niet aan. Het relaiskontakt re/a in de leiding naar de bobine is dan immers niet gesloten. Wordt met een vinger de tiptoets aangeraakt, dan zal een kleine basisstroom door transistor T1 gaan lopen, waardoor T1 gaat geleiden. De darlingtonschakeling wordt ook geleidend zodat relais Re opkomt. Kontakt re/b wordt dan gesloten en het relais zal zich zelf in de aangetrokken toestand houden. De motor kan nu dus normaal worden gestart, zonder dat de tiptoets verder behoeft te worden aangeraakt. Door openen van het kontaktslot zal het relais afvallen en moet van voren af aan worden begonnen.
De schakeling bevat verder geen bijzonderheden. Het RC-lid R3, C2 in de voedingsleiding van T1 en de tegenkoppeling daarvan voor hoge frekwenties via C1, maken de schakeling ongevoelig voor stoorspanningspieken op het "boordnet". Dergelijke storingen kunnen worden veroorzaakt door hulpapparaten zoals ventilator, ruitenwissermotor enz., welke reeds in bedrijf kunnen zijn voor dat het relais gesloten is. Foutief aanspreken van het relais wordt hierdoor dus vermeden.
Voor de praktische uitvoering van de tiptoets kan men zijn fantasie de vrije loop laten om een optimale camouflage te bereiken. Ook kan men te rade gaan bij Elektuur juni '77, waar op pagina 32 en 33 een aantal konstruktiemogelijkheden voor tiptoetsen is beschreven. Punt A uit het schema is dan te verbinden met het "gevoelige" punt van de tiptoets.
Voor het relais moet beslist een betrouwbare, solide uitvoering worden gekozen, al zou het alleen maar zijn in verband met de bij het rijden optredende trillingen en schokken. Veel in de automobieltechniek gebruikte kleine relais zijn voorzien van vlakke-kontakttongen, die in ons geval extra aantrekkelijk kunnen zijn. Als de auto om de één of andere reden naar de garagehouder moet, gaat het geen enkele buitenstaander ook maar iets aan op welke wijze u uw auto tegen diefstal wilt beveiligen! Als punt 1 bij het relais van een dubbele kontakttong is voorzien, is het een koud kunstje vóór het wegbrengen van de auto de verbinding van punt 2 naar de bobine even los te nemen en op de tweede tong van punt 1 te schuiven, zodat de motor zonder meer kan worden gestart. Dan blijven de uitvoering en de plaats van de sensor uw geheim.
De versterker kan gemakkelijk worden gemonteerd op een plaatje van ca. 1,5 bij 4 cm. Het verdient aanbeveling de gehele schakeling aan beide zijden te voorzien van een laagje beschermende lak.

tiptoets tegen diefstal

Edwin Schorer

1

